

Mitteilung aus der Fernseh Abteilung des Instituts für Rundfunktechnik, Nürnberg

N. MAYER

Farbfernsehen nach dem NTSC-Verfahren

1. Farbmétrische Grundlagen

DK 621.397.9:535.6(084)

Das NTSC-Verfahren für das Farbfernsehen wurde in den USA im Dezember 1953 nach mehrjähriger Zusammenarbeit von Organen der Radioindustrie durch das „National Television System Committee“ (NTSC) der „Federal Communication Commission“ (FCC) vorgeschlagen und von dieser für die USA als verbindlicher Standard erklärt.

Das Verfahren entstand aus den Erkenntnissen und Erfahrungen, die von den beteiligten Firmen zunächst in konkurrierenden Einzelentwicklungen gesammelt wurden, und aus gemeinsamer, durch das NTSC koordinierter Forschungsarbeit. Ihm liegt die folgende Konzeption zugrunde:

1. Übertragung der Helligkeitsinformation nach dem normalen Standard für das Schwarz-Weiß-Fernsehen.
2. Übertragung der Farbinformation durch zwei zusätzliche, passend gewählte Signale, wobei die besonderen Eigenschaften des Auges bezüglich des Farbsehens berücksichtigt werden, die eine beträchtliche Bandbreitenbeschränkung für die Farbinformation bedingen.
3. Bemessung der Signale und Einschachtelung der Farbinformation in das Frequenzband der Helligkeitsinformation derart, daß beim Empfang des gesamten Signales durch einen Schwarz-Weiß-Empfänger mit einem Minimum an Störwirkung durch die Farbsignale ein normales Bild entsteht.

Nachstehend sollen zunächst die farbmétrischen Grundlagen für die Festlegung und rechnerische Bestimmung der für die Übermittlung von Farbfernsehbildern nach dem NTSC-Verfahren benötigten Information behandelt werden. Ein weiterer Aufsatz wird darauf aufbauend das Übertragungsprinzip des Farbfernsehens nach demselben System erläutern.

Farbmétrische Grundlagen

Nach dem NTSC-Verfahren werden im Empfänger Farbreize durch die Mischung von roten, grünen und blauen Lichtstrahlungen entsprechend dem Prinzip der additiven Farbmischung erzeugt.

Die Eigenschaften des Auges bezüglich der Wahrnehmung von Farbmischungen wurden 1931 als Ergebnis farbmétrischer Messungen für den „Normalbeobachter“ standardisiert. Da verschiedene Darstellungsformen der Gesetze der Farbmischung möglich sind, wurde durch internationale Übereinkunft eine allgemeinverbindliche Darstellungsform vereinbart.

Als Ergebnis der farbmétrischen Messungen können die drei Lichtquellen in einem Farbempfänger in bestimmter Weise charakterisiert werden. Mit dieser Charakterisierung und den standardisierten Misch-

gesetzen ist es möglich, auf rechnerischem Wege die Mischgesetze für die Lichtquellen des Empfängers zu bestimmen. Farbmétrische Berechnungen werden in den amerikanischen Originalarbeiten sehr häufig verwendet, so daß zum vollen Verständnis dieser Arbeiten die Kenntnis farbmétrischer Begriffe und Überlegungen unerlässlich ist. Im folgenden werden deshalb vor allem die Grundlagen betrachtet, die zur internationalen Darstellung der Mischgesetze führen, sowie die Anwendungen farbmétrischer Grundlagen zur Berechnung der spektralen Empfindlichkeiten eines Signalgebers und der relativen Helligkeitsbeiwerte der Empfängerphosphore.

1. Farbmischkurven

Bevor das Prinzip der Farbübertragung behandelt werden kann, ist zu untersuchen, wie mit den in der Fernsehtechnik zur Verfügung stehenden Lichtquellen im Fernsehempfänger die Vielzahl der möglichen Farbreize erzeugt werden kann. Als Lichtquellen werden rote, grüne und blaue Leuchtphosphore verwendet.

Von dieser Gegebenheit ausgehend, kann man die Erkenntnis zu Hilfe nehmen, daß durch additive Mischung von drei verschiedenfarbigen Grundstrahlungen neue Farbreize erzeugt werden können, wobei unter additiver Mischung die Mischung der Farbreize von selbstleuchtenden Stoffen verstanden werden soll. Die von den Grundstrahlungen allein erzeugten Farbreize sollen im folgenden als Primärreize (primaries) bezeichnet werden. Für die additive Mischung gilt ferner die Bedingung, daß keiner der Primärreize durch Mischung der beiden anderen herstellbar ist.

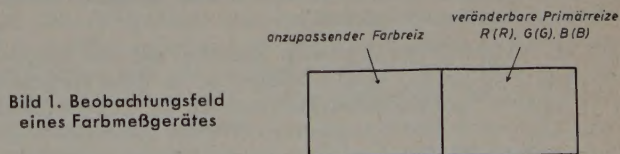


Bild 1. Beobachtungsfeld eines Farbmeßgerätes

Die Feststellung, wie vorgegebene Primärreize zum Erzeugen verschiedenartiger Farbreize zu mischen sind, kann durch das folgende einfache Grundexperiment erfolgen [1]: Dem Beobachter wird ein bestimmter Farbreiz, z. B. mit der Wellenlänge $\lambda = 600 \text{ m}\mu$, auf der linken Seite des unterteilten Feldes in einem Farbmeßgerät (Bild 1) dargeboten. Die rechte Seite strahlt die drei Primärreize aus, deren Intensitäten so lange geändert werden, bis die beiden Seiten des Bildfeldes farblich genau aneinander angepaßt sind und nicht mehr unterschieden werden können.

Für die Ermittlung des Mischverhältnisses der Primärreize zur Anpassung eines gegebenen Farbreizes liegt es nahe, die Intensitäten der Primärreize zu messen. Dabei würden sich jedoch Zahlenwerte ergeben, die u.U. sehr verschieden sein können. Außerdem sind bei einer solchen Messung die Streuungen zwischen verschiedenen Beobachtern sehr groß. Diese beiden ungünstigen Umstände können durch eine veränderte Meßweise der Primärreize verbessert werden. Vor Beginn der eigentlichen Farbmessung wird die linke Seite mit weißem Licht bestrahlt und die Anpassung vollzogen. Die dabei vorhandenen Primärreize werden als Einheiten betrachtet und alle weiteren Messungen auf diese Primärreizeinheiten (unit quantities of primary colors) bezogen, d.h., es wird nur die Zahl der Einheiten angegeben. Der absolute Wert dieser Einheiten ist dabei uninteressant. Bereits aus dieser Weißmessung ergibt sich für die Fernsehübertragung der vorteilhafte Umstand, daß für Weiß drei gleich große Informationen übertragen werden können. Das der Einstellung der Einheiten zugrunde liegende Weiß enthält alle Spektralfarben des sichtbaren Bereiches mit gleicher Strahlungsenergie (Gleichenergieweiß).

Wird nun auf die linke Seite eine Spektralfarbe A eingestrahlt, so kann nach der Anpassung die Gleichung geschrieben werden

$$A = R(R) + G(G) + B(B) \quad (1)$$

Darin gibt das Farbwerttripler R, G, B an, wieviel rote Primärreizeinheiten (R), grüne Primärreizeinheiten (G) und blaue Primärreizeinheiten (B) benötigt werden. Die Größen R, G und B werden als Farbwerte (tristimulus values) bezeichnet. Werden insbesondere nacheinander die Spektralfarben des sichtbaren Bereiches mit gleicher Strahlungsenergie angepaßt, so ergeben sich die Farbmischwerte (color-mixture dates for the spectrum). Die Farbwerte werden in diesem speziellen Falle mit \bar{r}, \bar{g} und \bar{b} bezeichnet. Die grafische Darstellung der \bar{r}, \bar{g} - und \bar{b} -Werte in Abhängigkeit von der Lichtwellenlänge ergibt die Farbmischkurven (color-mixture curves). Von der Internationalen Beleuchtungskommission (CIE) wurden 1931 solche Messungen für einen Normalbeobachter in Farbschritten von 5 mμ standardisiert. Als Primärreize wurden verwendet: Rot mit 700,0 mμ, Grün mit 546,1 mμ und Blau mit 435,8 mμ. Die entsprechenden Mischkurven zeigt Bild 2. Diese Kurven besagen: Werden beispielsweise bei $\lambda = 600$ mμ rote Primärreizeinheiten, \bar{g} grüne Primärreizeinheiten und \bar{b} blaue Primärreizeinheiten gemischt, so entsteht ein Farbreiz, der dem einer Strahlung mit 600 mμ entspricht. Allerdings ist über die Helligkeit¹⁾ (luminance) des Farbreizes damit noch nichts ausgesagt, da die Helligkeiten der Primärreizeinheiten (R), (G) und (B) noch unbekannt sind.

Für den Fernsehtechniker ergeben sich aus diesen Kurven unter der Voraussetzung, daß die Leuchtstoffe im Fernsehempfänger Licht mit den Wellenlängen 700,0 mμ, 564,1 mμ und 435,8 mμ ausstrahlen, die folgenden Erkenntnisse: Wenn bei einem weißen Objekt (Gleichenergieweiß) eine Fernsehkamera an drei Signalausgängen für Rot, Grün und Blau gleiche Signale liefert und die Verstärkungen in den einzelnen Übertragungskanälen so einjustiert sind, daß die drei Leuchtstoffe im Empfänger weißes Licht (Gleichenergieweiß) erzeugen, so strahlt jeder Leuchtstoff gerade eine Primärreizeinheit (R_e), (G_e) und (B_e) aus. Durch den Index e soll angedeutet werden, daß die Primärreizeinheiten im Empfänger in ihrer Intensität von den bei der Messung verwendeten verschieden sein können. Es entsteht dann trotzdem Gleichenergieweiß, dessen Helligkeit allerdings von der des Objektes verschieden ist.

Damit alle Farbzeile des sichtbaren Bereiches mit den spektralen Wellenlängen übertragen werden können, ist es dann erforderlich, daß die relativen spektralen Empfindlichkeiten der einzelnen Kanäle den Mischkurven in Bild 2 entsprechen. Werden insbesondere nacheinander alle Spektralfarben mit gleicher Energie übertragen, so werden in Abhängigkeit von der Wellenlänge des Lichtes die Signale in den drei notwendigen Übertragungskanälen den in den Mischkurven angegebenen relativen Verlauf haben.

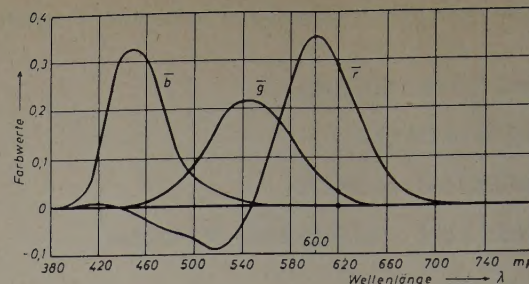


Bild 2. Farbmischkurven. Primärreize: rot, $\lambda = 700,0$ mμ, grün, $\lambda = 546,1$ mμ, blau, $\lambda = 435,8$ mμ. Bezugsweiß: Gleichenergieweiß. $L_r : L_g : L_b = 1 : 4,5907 : 0,0601$

Die spektralen Funktionen nach Bild 2 und die Gleichheit der Kamerasignale bei Gleichenergieweiß sind nicht unabhängig voneinander. Wenn z.B. eine Farbfernsehkamera so einjustiert ist, daß die relativen spektralen Empfindlichkeiten der drei Kanäle genau den Farbmischkurven entsprechen, so müssen an den drei Ausgängen bei Gleichenergieweiß drei gleich große Signale auftreten, da die Flächen unter den Mischkurven einander gleich sind.

In den Mischkurven sind die negativen Bereiche besonders bemerkenswert, da damit die Grenzen der additiven Mischung erkennbar sind. Selbstverständlich sind negative Primärreize nicht realisierbar. Das negative Vorzeichen entstand aus der Art, wie die Messungen durchgeführt wurden: Bei manchen Spektralfarben war es unmöglich, die Anpassung zwischen den beiden Feldern (Bild 1) durchzuführen. In diesem Falle wurde einer der Primärreize auf die linke Seite des unterteilten Feldes gebracht und die Anpassung durchgeführt. Danach soll beispielsweise folgende Gleichung für die Spektralfarbe D richtig sein

$$D + \bar{r}(R) = \bar{g}(G) + \bar{b}(B) \quad (2)$$

Daraus ergibt sich nach Umschreiben

$$D = \bar{g}(G) + \bar{b}(B) - \bar{r}(R) \quad (3)$$

Diese Gleichung ist selbstverständlich durch kein Fernsehsystem realisierbar, da immer nur positive Farbzeile in einem Fernsehempfänger erzeugt werden können.

Trotzdem sind negative Mischkurven für das Farbfernsehen kein ernsthaftes Hindernis, da die reinen Spektralfarben in der Natur nur sehr selten vorkommen. Die Darstellung der Mischkurven für die reinen Spektralfarben, die eine sogenannte 100prozentige Sättigung haben, ist ein Extremfall, in dessen Grenzen die nicht 100prozentig gesättigten Farben liegen, wie sie den am häufigsten vorkommenden Farbzeilen entsprechen.

2. Helligkeit

In dem vorhergehenden Abschnitt wurde an einem grundsätzlichen Versuch gezeigt, wie durch Mischung von Primärreizen beliebige spektrale Farbzeile erzeugt werden können. Die Primärreize wurden dabei durch das Produkt aus Farbwert und Primärreizeinheit definiert. Es ist jedoch nichts darüber ausgesagt worden, welcher Art die Beziehungen zwischen der Helligkeit einer Mischung und der der zugehörigen Primärreize sind.

Bei der Anpassung eines Farbzeiles durch die Primärreize sind die beiden Felder der in Bild 1 dargestellten Anordnung in ihrer Farbe und in ihrer Helligkeit gleich. Die Helligkeit der rechten Seite ist die Summe der Helligkeiten der Primärreize. Die Helligkeit eines Primärreizes ist das Produkt aus dem Farbwert und der Helligkeit der entsprechenden Primärreizeinheit. Die Helligkeit der Primärreizeinheit wird durch den Helligkeitsbeiwert angegeben. Die Helligkeitsbeiwerte (luminosity coefficients) der Primärreizeinheiten seien L_r, L_g, L_b . Die Helligkeit H_{pr} eines z.B. roten Primärreizes ist also

$$H_{pr} = L_r R \quad (4)$$

Für die Helligkeit H_λ eines spektralen Farbzeiles gilt nach der Anpassung mit den Farbwerten R, G, B

$$H_\lambda = L_r R + L_g G + L_b B \quad (5)$$

Werden insbesondere auf die linke Seite des Farbmeßgerätes nach-

¹⁾ Nach DIN 5033, Bl. 1, wird „die Stärke einer Lichtempfindung, wie sie mit jeder Farbempfindung stets unlösbar verbunden ist, mit dem allgemeinen Ausdruck Helligkeit bezeichnet“. Unter der Helligkeit versteht man demzufolge eine Empfindung, die natürlich nicht übertragbar ist. An Stelle des Wortes Helligkeit müßte deshalb im vorliegenden Falle der Begriff der Leuchtdichte als Empfindungsursache verwendet werden. In Anlehnung an den allgemeineren Sprachgebrauch wird jedoch im folgenden das Wort Helligkeit für die Empfindungsursache verwendet werden.

werte dividiert. Drückt man diesen Sachverhalt in Gleichungen aus, so erhält man

$$H(\lambda) = L_r \bar{r}(\lambda) + L_q \bar{q}(\lambda) + L_b \bar{b}(\lambda) \quad (6)$$

und der relative Verlauf der Helligkeit beider Seiten entspricht der relativen Helmpfindlichkeitsfunktion des helladaptierten Auges (Bild 3). Eine ideale Schwarz-Weiß-Fernsehkamera soll diese Funktion als spektrale Empfindlichkeit haben, weil nur dann von einem Objekt die richtige Helligkeitsinformation abgeleitet werden kann.

Die absolute Größe der Helligkeit ist im Farbfernsehen nur selten wichtig. Dieser Umstand wird durch die relativen Helligkeitsbeiwerte l_r, l_g, l_b berücksichtigt, die mit den absoluten Helligkeitsbeiwerten in folgenden Beziehungen stehen:

$$\begin{aligned} L_r &= a l_r \\ L_g &= a l_g \\ L_b &= a l_b \end{aligned} \quad (7)$$

Damit gilt für (6)

$$H(\lambda) = a [l_r \bar{r}(\lambda) + l_g \bar{g}(\lambda) + l_b b(\lambda)] \quad (8)$$

Diese Gleichung ist im Farbfernsehen sehr wichtig. Die Signale an den drei Ausgängen einer Fernsehkamera sind im idealen Falle und für spektrale Farbreize gleicher Energie den Farbmischwerten \bar{r} , \bar{g}

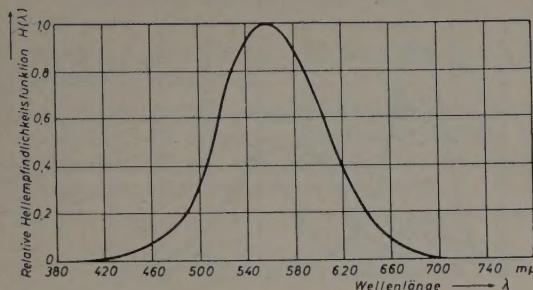


Bild 3. Relative Hellempfindlichkeitsfunktion für das helladaptierte Auge bei Strahlungen gleicher Energie

und b proportional. Durch Bewertung der drei Signale mit den entsprechenden relativen Helligkeitsbeiwerten der vom Empfänger abgestrahlten Primäreizeinheiten entsteht nach Addition der drei Signale ein der Helligkeit proportionales Signal, d.h., die spektrale Funktion des gesamten Signales entspricht Bild 3. Für die Helligkeitsbeiwerte der Primäreizeinheiten mit den Wellenlängen rot: $\lambda = 700,0 \text{ m}\mu$, grün: $\lambda = 546,1 \text{ m}\mu$ und blau: $\lambda = 435,8 \text{ m}\mu$ gilt

$$L_r : L_q : L_b = 1 : 4,5907 : 0,0601 \quad (9)$$

Es sei darauf hingewiesen, daß diese Verhältnisse nicht aus der Hell-empfindlichkeitsfunktion in Bild 3 ermittelt werden können. Sie gilt nämlich für Strahlungen mit gleicher Energie. Der Strahlungsenergiegehalt der Primärreizeinheiten ist aber sehr unterschiedlich. Es kann dagegen auf Grund der Beziehungen nach (9) und Bild 3 ermittelt werden, in welchem Verhältnis die Strahlungsenergien der Primärreizeinheiten zueinander stehen.

3. Farbkoordinaten

Der von einer Strahlung verursachte Farbreiz erregt im menschlichen Auge das Empfinden einer Helligkeit und einer Farbigkeit. Die eigentliche Farbigkeit, die die Helligkeit nicht mit einschließt, soll mit Farbreizart oder kurz Reizart bezeichnet werden [2]. Eine Reihe von verschiedenen Farbreizen, aber mit gleicher Reizart, bekommt man zu sehen, wenn ein farbiger Gegenstand mit einem fotografischen Objektiv auf eine Mattscheibe abgebildet und die Blendenöffnung geändert wird. Die Farbigkeit der Abbildung, die Reizart (chromaticity), bleibt dabei konstant, dagegen ändert sich der Farbreiz und damit die Helligkeit.

Für sehr viele Überlegungen sind die Mischkurven nicht genügend anschaulich. Ein besseres Hilfsmittel erhält man durch die Darstellung der Reizarten in einem Diagramm.

Ein Maß für die Reizart ergibt sich, wenn man nach der Anpassung jedes Primärreizes seinen Farbwert durch die Summe der drei Farb-

$$r = \frac{R}{R + G + B}; \quad g = \frac{G}{R + G + B}; \quad b = \frac{B}{R + G + B} \quad (10)$$

wenn für die Anpassung eines beliebigen Farbreizes R rote Primärreizeinheiten, G grüne Primärreizeinheiten und B blaue Primärreizeinheiten benötigt werden. Die Farbkoordinaten (chromaticity coordinates) r , g und b sind von der Helligkeit unabhängig. Wird z.B. der Farbreiz der Strahlung in dem linken Feld des Farbmeßgerätes vergrößert, so müssen im gleichen Maße auch die Farbwerte R , G und B der Primärreizeinheiten vergrößert werden. Aus (10) folgt

$$r + q + b = 1 \quad (11)$$

Nach dieser Gleichung kann auf eine der Farbkoordinaten verzichtet werden, da sie die beiden anderen zu 1 ergänzen muß.

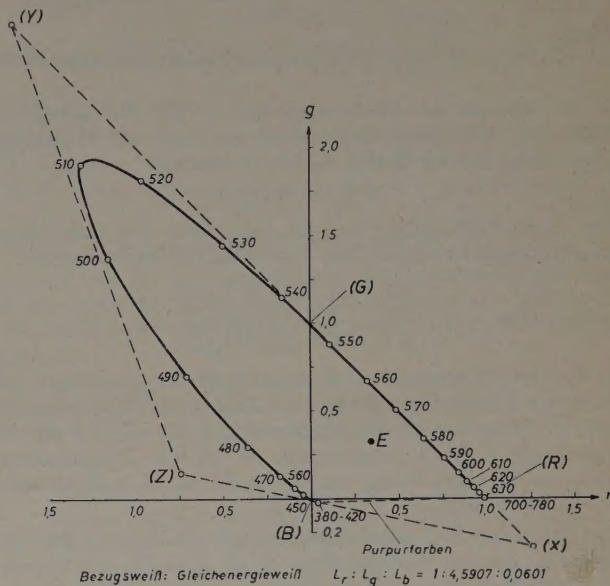


Bild 4. Ort der spektralen Reizarten im r-g-Koordinatensystem. Bezugsweiß ist Gleichenergieweiß. Es ist $L_r : L_g : L_b = 1 : 4,5907 : 0,0601$

Die Darstellung der spektralen Reizarten in einem r - g -Koordinatensystem ergibt den hufeisenförmigen Kurvenzug RGB in Bild 4. Die angeschriebenen Zahlen geben die Wellenlängen an.

Die Koordinaten r , g , b der Primärreizeinheiten und von Gleichenergieweiß E sind (R): 1, 0, 0; (G): 0, 1, 0; (B): 0, 0, 1 und E : 0,33, 0,33, 0,33. Auf der Verbindungslinie von (R) nach (B) liegen die sogenannten Purpurfarben, die nicht zu den Spektralfarben gehören. Die durch die Mischung von R (R), G (G) und B (B) wirklich herstellbaren Farbreize liegen innerhalb des Dreiecks (R), (G), (B), da nur hier alle drei Farbwerte positiv sind.

Im Zusammenhang mit dem *NTSC*-Verfahren sind noch die Begriffe Farbsättigung (saturation) und Farbtönung (hue) von besonderer Wichtigkeit. Die auf dem Kurvenzug von (*R*) über (*G*) nach (*B*) liegenden Reizarten werden durch einwellige Lichtstrahlungen erzeugt. Jede Wellenlänge entspricht einer bestimmten Farbtönung, und demzufolge ändert sich die Farbtönung längs des Kurvenzuges. Jeder Farbton aber gilt als 100prozentig gesättigt. Werden zu einer einwelligen Strahlung noch andere Strahlungen hinzugemischt, so verringert sich die Sättigung.

Bei Gleichenergieweiß sind alle Wellenlängen des sichtbaren Bereiches mit gleicher Intensität vorhanden, und es ist keine besondere Farbtonung mehr wahrnehmbar. Die Reizart (Punkt *E* in Bild 4) ist in diesem Falle völlig ungesättigt, hat also die Sättigung Null. Alle Farbreize, die nicht 100prozentig gesättigt sind, müssen demzufolge innerhalb der von dem hufeisenförmigen Kurvenzug eingeschlossenen Fläche liegen.

4. Farbkoordinaten bei beliebiger Strahlungsverteilung

Die Leuchtphosphore in Farbfernsehempfängern strahlen nicht einwelliges Licht, sondern ein ganzes Spektrum aus. Ihre Farbmisch-

kurven unterscheiden sich deshalb von den in Bild 2 gezeigten. Die physiologische Grundlage für die Berechnung dieser Mischkurven ist mit Bild 2 gegeben. Außerdem ist die Kenntnis der Farbkoordinaten der von den Empfängerphosphoren ausgestrahlten Reizart erforderlich. Zur Berechnung der Farbkoordinaten sei die Strahlungsverteilung nach Bild 5 angenommen. Auf der Abszisse ist die Wellenlänge λ und

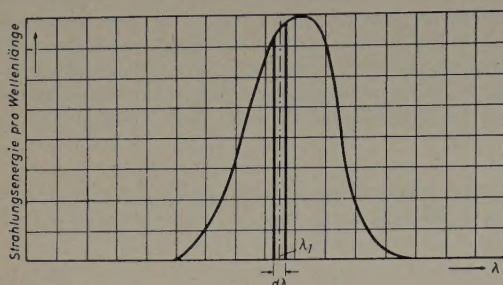


Bild 5.
Zur Berechnung der Farbkoordinaten bei beliebiger Strahlungsverteilung

auf der Ordinate die Strahlungsenergie E pro Wellenlänge aufgetragen. Im Wellenlängenintervall $d\lambda$ ist dann die Teilstrahlungsenergie $S(\lambda_1)$ mit der Wellenlänge λ_1 vorhanden

$$S(\lambda_1) = E(\lambda_1) d\lambda$$

Wenn diese Teilstrahlung auf die linke Seite des Farbmeßgerätes einwirkt, ergäbe sich nach der Anpassung das Farbwerttripler

$$\begin{aligned} dR &= K \bar{r}(\lambda_1) E(\lambda_1) d\lambda \\ dG &= K \bar{g}(\lambda_1) E(\lambda_1) d\lambda \\ dB &= K \bar{b}(\lambda_1) E(\lambda_1) d\lambda \end{aligned} \quad (12)$$

Die Farbmischwerte \bar{r} , \bar{g} und \bar{b} müssen in diesen Gleichungen stehen, weil sie die Verhältnisse zwischen den Zahlen der Primärreizeinheiten angeben. Außerdem ist das Farbwerttripler dR , dG , dB der Strahlungsenergie $E(\lambda_1) d\lambda$ proportional. K ist eine Proportionalitätskonstante, die ohne Belang ist, da sie bei der Koordinatenbildung nach (10) verschwindet.

Für jedes andere Wellenlängenintervall gilt ein ähnliches Gleichungstripler. Das gesamte Farbwerttripler R , G , B ergibt sich einfach aus der Summation aller möglichen Farbwerttripler $dR(\lambda)$, $dG(\lambda)$, $dB(\lambda)$, d.h.

$$\begin{aligned} R &= K \int \bar{r}(\lambda) E(\lambda) d\lambda \\ G &= K \int \bar{g}(\lambda) E(\lambda) d\lambda \\ B &= K \int \bar{b}(\lambda) E(\lambda) d\lambda \end{aligned} \quad (13)$$

Die Farbkoordinaten r , g und b können nun gemäß (10) bestimmt werden.

5. „Nichtphysikalische“ Primärreizeinheiten

Außer den in Bild 2 gezeigten Mischkurven können noch, je nach Wahl der Grundfarben, beliebig viele andere ermittelt werden. Dies könnte dazu führen, daß die Ergebnisse in verschiedenen Laboratorien in unterschiedlicher Weise dargestellt werden und deshalb nicht unmittelbar vergleichbar sind. Außerdem haben alle mit reellen Primärreizen ermittelten Mischkurven eine Reihe von Nachteilen. Eine spektrale Strahlungsverteilung wird nur selten durch eine analytische Funktion gegeben sein. Dies bedeutet, daß die Gleichungen (13) nicht direkt verwendbar sind, und es wird deshalb eine numerische Integration notwendig. Bei dieser Integration können die negativen Werte in den Mischkurven leicht zu Rechenfehlern führen. Ferner ist es sehr erschwerend, daß bei vielen Rechnungen und Überlegungen drei Helligkeitsbeiwerte zu berücksichtigen sind.

Es wurde deshalb durch die CIE beschlossen, alle Messungen auf Primärreizeinheiten zu beziehen, mit denen diese Nachteile vermieden werden können. Diese Reizeinheiten sind allerdings physikalisch nicht realisierbar. Ihre Lage im r - g -Koordinatensystem (Bild 4) ist mit (X) , (Y) und (Z) bezeichnet. Die Koordinatenwerte sind

$$\begin{aligned} (X): r &= 1,2750 & (Y): r &= -1,7394 & (Z): r &= -0,7429 \\ g &= -0,2778 & g &= 2,7674 & g &= 0,1409 \\ b &= 0,0028 & b &= -0,0280 & b &= 1,6020 \end{aligned} \quad (14)$$

Mit diesen Koordinatenwerten kann die Beziehung zwischen den Farbwerttriplern R , G , B und X , Y , Z (Normfarbwerttripler) berechnet werden.

Dies führt zu der Beziehung

$$\begin{aligned} X &= 2,7690 R + 1,7518 G + 1,1300 B \\ Y &= 1,0000 R + 4,5907 G + 0,0601 B \\ Z &= 0,0000 R + 0,0565 G + 5,5943 B \end{aligned} \quad (15)$$

Besonders wesentlich ist darin der Farbwert Y , da die Koeffizienten der Farbwerte R , G und B der Beziehung (9) entsprechen. Die Gleichung für Y entspricht damit (8), d.h., der Farbwert Y ist unmittelbar ein Maß für die Helligkeit. Die Helligkeitsbeiwerte der Primärreizeinheiten (X) , (Y) , (Z) sind deshalb

$$\begin{aligned} L_x &= 0 \\ L_y &= 1 \\ L_z &= 0 \end{aligned} \quad (16)$$

Es gilt auch hier die Bedingung, daß die Mischung aus je einer Primärreizeinheit (X) , (Y) und (Z) Gleichenergieweiß anpaßt.

Die Beziehungen (15) haben für jedes beliebige Farbwerttripler R , G , B Gültigkeit; sie gelten also auch für die Farbmischwerte \bar{r} , \bar{g} , \bar{b} . Durch Einsetzen dieser Werte ergeben sich die Farbmischwerte (Normspektralwerte)

$$\begin{aligned} \bar{x} &= 2,7690 \bar{r} + 1,7518 \bar{g} + 1,1300 \bar{b} \\ \bar{y} &= 1,0000 \bar{r} + 4,5907 \bar{g} + 0,0601 \bar{b} \\ \bar{z} &= 0,0000 \bar{r} + 0,0565 \bar{g} + 5,5943 \bar{b} \end{aligned} \quad (17)$$

Die Farbmischkurven (Normspektralwert-Kurven) mit \bar{x} , \bar{y} und \bar{z}

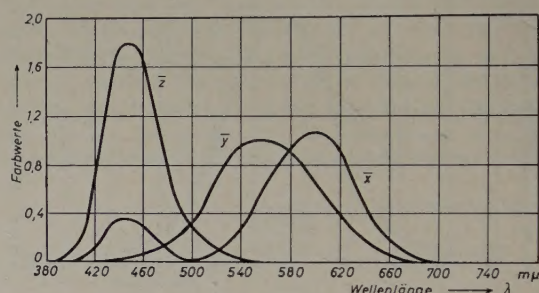


Bild 6. Farbmischkurven (Normspektralwert-Kurven) mit nichtphysikalischen Primärreizeinheiten (X) , (Y) , (Z) ; $L_x : L_y : L_z = 0 : 1 : 0$

sind in Bild 6 dargestellt. Zur Berechnung des Farbwerttriplers X , Y , Z bei beliebiger Strahlungsverteilung ergibt sich nun analog zu Gleichung (13)

$$\begin{aligned} X &= K_1 \int \bar{x}(\lambda) E(\lambda) d\lambda \\ Y &= K_1 \int \bar{y}(\lambda) E(\lambda) d\lambda \\ Z &= K_1 \int \bar{z}(\lambda) E(\lambda) d\lambda \end{aligned} \quad (18)$$

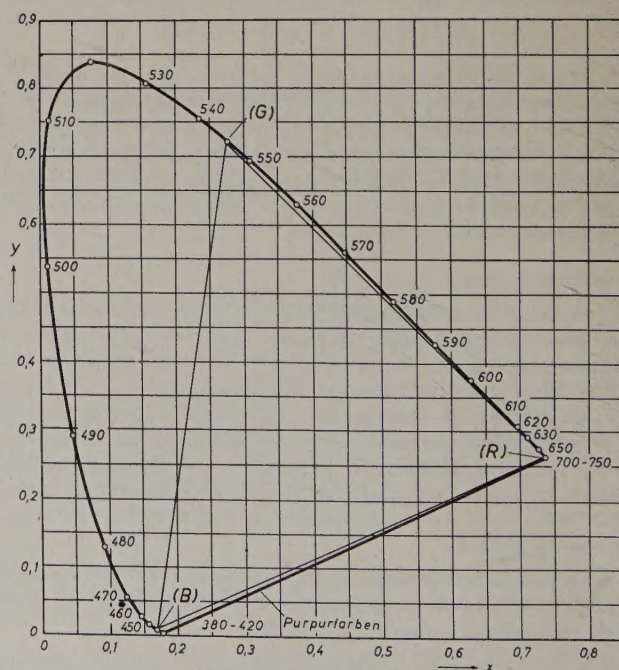


Bild 7. Ort der spektralen Reizarten im x - y -Koordinatensystem

Die Farbkoordinaten (Normspektralwertanteile) x, y, z sind

$$x = \frac{X}{X+Y+Z}; \quad y = \frac{Y}{X+Y+Z}; \quad z = \frac{Z}{X+Y+Z} \quad (19)$$

und

$$z = 1 - (x + y) \quad (20)$$

Bild 7 zeigt nun den Ort der Spektralfarben in einem x - y -Koordinatensystem, das nur noch positive Werte enthält. Dies ist die allgemein verwendete Darstellung der Reizarten. (R), (G) und (B) geben die Lage der spektralen Primärreizeinheiten an. Die Reizarten, die innerhalb des Dreiecks (R), (G), (B) liegen, sind mit positiven Farbwerten R , G und B realisierbar. In der übrigen vom Hufeisen umschlossenen Fläche treten in den Mischkurven mit \bar{r} , \bar{g} und \bar{b} negative Werte auf.

6. Mischkurven der Empfängerphosphore

Zur Berechnung der Mischkurven für die von der FCC festgelegten Empfängerphosphore dienen die Mischkurven $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$ und $\bar{z}(\lambda)$ sowie die Farbkoordinaten x, y und z der Empfänger-Reizarten als Grundlage [3].

Die Reizarten der Empfängerphosphore werden durch die Koordinaten

$$\begin{array}{lll} \text{Rot} & x_r = 0,67 & y_r = 0,33 & z_r = 0 \\ \text{Grün} & x_g = 0,21 & y_g = 0,71 & z_g = 0,08 \\ \text{Blau} & x_b = 0,14 & y_b = 0,08 & z_b = 0,78 \end{array}$$

beschrieben.

Diese Werte können nach (18) und (19) berechnet werden, wenn die Strahlungsverteilung bekannt ist.

Für die Berechnung der Empfängerermischwerte $\bar{r}_e, \bar{g}_e, \bar{b}_e$ ist es zunächst erforderlich, die durch die Empfängerphosphore bedingten Primärreizeinheiten (R_e), (G_e), (B_e) durch die Primärreizeinheiten (X), (Y), (Z) anzupassen. Dies führt zu den Gleichungen

$$\begin{array}{l} (R_e) = X_r(X) + Y_r(Y) + Z_r(Z) \\ (G_e) = X_g(X) + Y_g(Y) + Z_g(Z) \\ (B_e) = X_b(X) + Y_b(Y) + Z_b(Z) \end{array} \quad (21)$$

Darin geben $X_r, Y_r, Z_r, X_g, Y_g, Z_g, X_b, Y_b, Z_b$ an, wieviel Primärreizeinheiten (X), (Y), (Z) notwendig sind, um (R_e), (G_e), (B_e) anzupassen. Mit der Definition der Koordinaten nach (19) folgt

$$\begin{array}{l} (R_e) = K_1 [x_r(X) + y_r(Y) + z_r(Z)] \\ (G_e) = K_2 [x_g(X) + y_g(Y) + z_g(Z)] \\ (B_e) = K_3 [x_b(X) + y_b(Y) + z_b(Z)] \end{array} \quad (22)$$

mit

$$K_1 = X_r + Y_r + Z_r, \quad K_2 = X_g + Y_g + Z_g, \quad K_3 = X_b + Y_b + Z_b \quad (23)$$

In den Beziehungen (22) sind die Konstanten K_1, K_2 und K_3 unbekannt. Diese können durch die Festlegung eines Weißpunktes C im x - y -Diagramm bestimmt werden, d.h., die Mischung von je einer Einheit (R_e), (G_e) und (B_e) muß dieses Weiß ergeben. Der Bestimmung der Einheiten (R), (G), (B) und (X), (Y), (Z) wurde Gleichenergieweiß zugrunde gelegt, da daraus in vielen Fällen eine wesentliche Vereinfachung der Rechnungen folgt. Im Gegensatz dazu wurde für das NTSC-Verfahren als Bezugsweiß die Normlichtart C (illuminant C) gewählt, die dem mittleren Tageslicht entspricht und einen leichten blauen Schimmer zeigt. Ihre Koordinaten sind $x_c = 0,310$, $y_c = 0,316$, $z_c = 0,374$.

Da absolute Werte nicht interessieren, kann die Normlichtart C in willkürlicher Größe durch

$$C = x_c(X) + y_c(Y) + z_c(Z) \quad (24)$$

angepaßt werden.

Da 1 (R_e), 1 (G_e) und 1 (B_e) dieses Bezugsweiß anpassen muß, folgt

$$(R_e) + (G_e) + (B_e) = x_c(X) + y_c(Y) + z_c(Z) \quad (25)$$

Mit (22) und (25) ergibt sich

$$K_1 [x_r(X) + y_r(Y) + z_r(Z)] + K_2 [x_g(X) + y_g(Y) + z_g(Z)] + K_3 [x_b(X) + y_b(Y) + z_b(Z)] = x_c(X) + y_c(Y) + z_c(Z) \quad (26)$$

Da (X), (Y) und (Z) unabhängige Größen sind, müssen auf beiden Seiten ihre Koeffizienten gleich sein. Dies führt zu den Gleichungen

$$\begin{array}{l} K_1 x_r + K_2 x_g + K_3 x_b = x_c \\ K_1 y_r + K_2 y_g + K_3 y_b = y_c \\ K_1 z_r + K_2 z_g + K_3 z_b = z_c \end{array} \quad (27)$$

und

$$\begin{array}{l} K_1 = (y_g z_b - z_g y_b) x_c + (z_g x_b - x_g z_b) y_c + (x_g y_b - y_g x_b) z_c / N_1 \\ K_2 = (z_r y_b - y_r z_b) x_c + (x_r z_b - z_r x_b) y_c + (y_r x_b - x_r y_b) z_c / N_1 \\ K_3 = (y_r z_g - z_r y_g) x_c + (z_r x_g - x_r z_g) y_c + (x_r y_g - y_r x_g) z_c / N_1 \end{array} \quad (28)$$

N_1 ist der allen drei Gleichungen gemeinsame Nenner

Ein von \bar{x} (X), \bar{y} (Y) und \bar{z} (Z) angepaßter Farbreiz kann auch mit \bar{r}_e (R_e), \bar{g}_e (G_e) und \bar{b}_e (B_e) angepaßt werden, d.h.

$$\bar{x}(X) + \bar{y}(Y) + \bar{z}(Z) = \bar{r}_e(R_e) + \bar{g}_e(G_e) + \bar{b}_e(B_e) \quad (29)$$

worin \bar{r}_e, \bar{g}_e und \bar{b}_e die gesuchten Empfänger-Farbmischwerte sind.

Mit den Gleichungen (22) für (R_e), (G_e) und (B_e) ergibt sich

$$\bar{r}_e K_1 [x_r(X) + y_r(Y) + z_r(Z)] + \bar{g}_e K_2 [x_g(X) + y_g(Y) + z_g(Z)] + \bar{b}_e K_3 [x_b(X) + y_b(Y) + z_b(Z)] = \bar{x}(X) + \bar{y}(Y) + \bar{z}(Z) \quad (30)$$

Da die Koeffizienten auf beiden Seiten für (X), (Y) und (Z) gleich sein müssen, folgen die Gleichungen

$$\begin{array}{l} \bar{x} = K_1 x_r \bar{r}_e + K_2 x_g \bar{g}_e + K_3 x_b \bar{b}_e \\ \bar{y} = K_1 y_r \bar{r}_e + K_2 y_g \bar{g}_e + K_3 y_b \bar{b}_e \\ \bar{z} = K_1 z_r \bar{r}_e + K_2 z_g \bar{g}_e + K_3 z_b \bar{b}_e \end{array} \quad (31)$$

und nach Umschreibung

$$\begin{array}{l} \bar{r}_e = K_2 K_3 [(y_g z_b - z_g y_b) \bar{x} + (z_g x_b - x_g z_b) \bar{y} + (x_g y_b - y_g x_b) \bar{z}] / N_2 \\ \bar{g}_e = K_1 K_3 [(z_r y_b - y_r z_b) \bar{x} + (x_r z_b - z_r x_b) \bar{y} + (y_r x_b - x_r y_b) \bar{z}] / N_2 \\ \bar{b}_e = K_1 K_2 [(y_r z_g - z_r y_g) \bar{x} + (z_r x_g - x_r z_g) \bar{y} + (x_r y_g - y_r x_g) \bar{z}] / N_2 \end{array} \quad (32)$$

N_2 ist der allen drei Gleichungen gemeinsame Nenner.

In (32) sind auf der rechten Seite alle Größen bekannt, und somit ergibt sich nach der Ausrechnung für die Mischwerte bzw. für die erforderlichen spektralen Empfindlichkeiten in den drei Übertragungskanälen

$$\begin{array}{l} \bar{r}_e = 0,587 \bar{x} - 0,164 \bar{y} - 0,089 \bar{z} \\ \bar{g}_e = -0,301 \bar{x} + 0,611 \bar{y} - 0,0087 \bar{z} \\ \bar{b}_e = 0,0178 \bar{x} - 0,0362 \bar{y} + 0,274 \bar{z} \end{array} \quad (33)$$

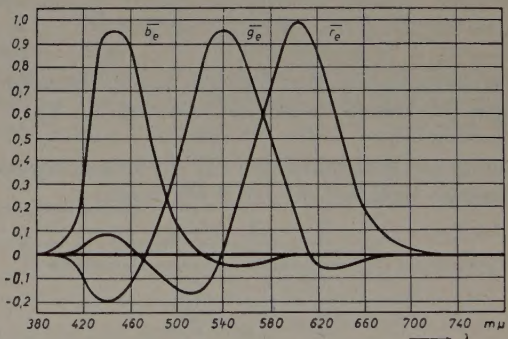


Bild 8. Farbmischkurven der Empfängerphosphore nach FCC. Bezugsweiß ist die Normlichtart C , für die gilt $l_{re} : l_{ge} : l_{be} = 0,30 : 0,59 : 0,11$

Die grafische Darstellung der spektralen Empfindlichkeitskurven zeigt Bild 8, wobei alle drei Kurven mit einem Faktor multipliziert wurden, so daß die Spitze von \bar{r}_e dem Wert 1 entspricht [3].

Aus den Gleichungen (32) ergeben sich noch zwei bemerkenswerte Tatsachen: Die Form der Kurven ist durch die Koordinaten der Primärreizeinheiten (R_e), (G_e) und (B_e) bestimmt.

Die relative Größe der Kurven zueinander ist wegen der Konstanten K_1, K_2 und K_3 durch die Wahl des Weißpunktes festgelegt. Es ist deshalb theoretisch möglich, durch Verstärkungsänderung in den drei Übertragungskanälen jeden beliebigen Punkt im x - y -Diagramm als Weißpunkt festzulegen.

7. Relative Helligkeitsbeiwerte der Empfängerreizeinheiten

Mit Rücksicht auf die Schwarz-Weiß-Empfänger wird im NTSC-Verfahren ein Helligkeitssignal (luminance signal) ausgestrahlt. Wie aus (8) hervorgeht, ergibt sich ein der Helligkeit proportionales Signal, wenn den Farbmischwerten $\bar{r}_e, \bar{g}_e, \bar{b}_e$ proportionale Signale mit den relativen Helligkeitsbeiwerten l_{re}, l_{ge} und l_{be} bewertet und addiert werden. Die relativen Helligkeitsbeiwerte können berechnet werden, wenn die Koordinaten der Primärreizeinheiten und des Bezugsweiß bekannt sind.

Diese sollen mit x_r, y_r, z_r für (R_e) , x_g, y_g, z_g für (G_e) , x_b, y_b, z_b für (B_e) und x_c, y_c, z_c für Bezugsweiß C gegeben sein (Bild 9). Den weiteren Überlegungen liegt zugrunde, daß durch die Mischung von R_e (R_e) und G_e (G_e) ein neuer Farbreiz N entsteht, der mit B_e (B_e) gemischt die Normlichtart C ergibt, wobei nach (25) $R_e = G_e = B_e$ sein muß.

Wenn die Farbreize R_e (R_e) und G_e (G_e) gemischt werden, so entsteht ein Farbreiz N , dessen Reizart auf der Verbindungsgeraden (R_e) (B_e) liegt (Bild 9).

Mit dem Ansatz

$$\begin{aligned} R_e(R_e) &= X_r(X) + Y_r(Y) + Z_r(Z) \\ G_e(G_e) &= X_g(X) + Y_g(Y) + Z_g(Z) \end{aligned} \quad (34)$$

ergibt sich nach der Mischung

$$N = R_e(R_e) + G_e(G_e) = (X_r + X_g)(X) + (Y_r + Y_g)(Y) + (Z_r + Z_g)(Z) \quad (35)$$

und daraus mit (19) die Koordinaten x_N, y_N und z_N von N .

Die Bestimmung der in (34) unbekannten X, Y und Z erfolgt mit den allgemeinen Beziehungen

$$z = 1 - (x + y) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} x &= \frac{X}{X + Y + Z} \\ y &= \frac{Y}{X + Y + Z} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} z &= \frac{Z}{X + Y + Z} \\ H &= Y L_y \end{aligned} \quad (36)$$

da nur der Farbreiz Y (Y) zur Helligkeit beiträgt, wobei nach (16) $L_y = 1$ ist.

Für die Rechnung reicht es, wenn 2 Koordinaten und die Helligkeit H bekannt sind, da ein Farbreiz vollständig durch Reizart und Helligkeit definiert ist. Nach einiger Rechnung ergibt sich allgemein

$$X = \frac{x Y}{y}; \quad Y = Y; \quad Z = \frac{z Y}{y} \quad (37)$$

Mit den Koordinaten von (R_e) und (G_e) , der Helligkeit H und den Gleichungen (37) können für (35) die Farbwerte $X_r, X_g, Y_r, Y_g, Z_r, Z_g$ berechnet werden.

Da ferner mit den Helligkeiten H_{re} von R_e (R_e) und H_{ge} von G_e (G_e) die resultierende Helligkeit H_N von N die Summe

$$H_N = H_{re} + H_{ge} \quad (38)$$

ist, folgt schließlich für die Koordinaten des Farbreizes N

$$\begin{aligned} x_N &= k_1 x_r + k_2 x_g \\ y_N &= k_1 y_r + k_2 y_g \\ z_N &= k_1 z_r + k_2 z_g \end{aligned} \quad (39)$$

mit

$$k_1 = \frac{H_{re}/y_r}{H_{re}/y_r + H_{ge}/y_g} \quad (40)$$

$$k_2 = \frac{H_{ge}/y_g}{H_{re}/y_r + H_{ge}/y_g} = 1 - k_1$$

Nach (40) ist

$$\frac{k_1}{k_2} = \frac{H_{re}/y_r}{H_{ge}/y_g} = \frac{S_1}{S_2} \quad (41)$$

da aus geometrischen Gründen der Quotient der Konstanten k_1 und k_2 dem Quotienten der Strecken S_1 und S_2 (Bild 9) gleich ist, und

$$\frac{H_{re}}{H_{ge}} = \frac{S_1 y_r}{S_2 y_g} \quad (42)$$

In ähnlicher Weise folgt

$$\frac{H_N}{H_{be}} = \frac{H_{re} + H_{ge}}{H_{be}} = \frac{S_4 y_N}{S_3 y_b} \quad (43)$$

Die Gleichungen (41), (42) und (43) müssen bei gleichen Farbwerten R_e, G_e und B_e für beliebige Helligkeiten der Normlichtart C gelten; sie gelten also auch für den Fall, daß die Helligkeit von C willkürlich mit 1 bezeichnet wird. Es ist dann

$$1 = H_{re} + H_{ge} + H_{be} \quad (44)$$

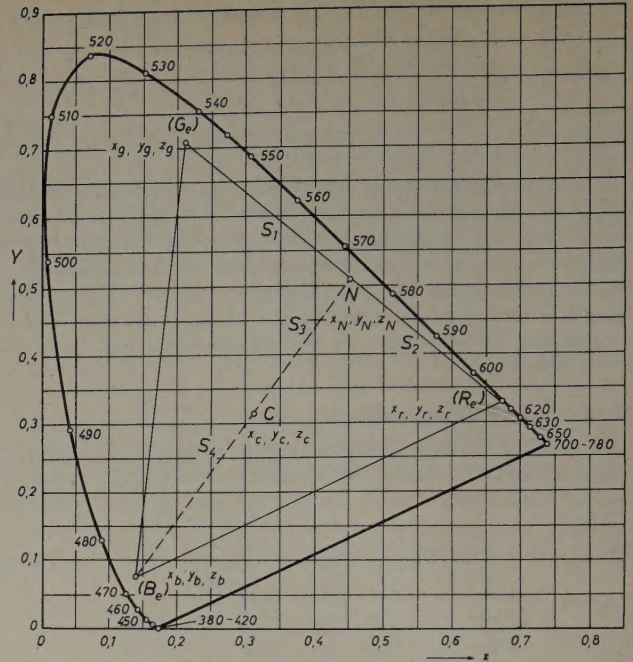


Bild 9. Zur Berechnung der relativen Helligkeitswerte

Mit (42), (43) und (44) können nun Helligkeitswerte H_{re}, H_{ge} und H_{be} berechnet werden, die als relative Helligkeitsbeiwerte l_{re}, l_{ge} und l_{be} bezeichnet werden können, da sie mit den wirklichen, aber uninteressanten Helligkeitsbeiwerten L_{re}, L_{ge} und L_{be} mit einem gemeinsamen Faktor verbunden sind. Die Rechnung ergibt mit (42), (43), (44) und Bild 9

$$\begin{aligned} l_{re} &= 0,30 \\ l_{ge} &= 0,59 \\ l_{be} &= 0,11 \end{aligned} \quad (45)$$

Die genauen Werte sind: $l_{re} = 0,299, l_{ge} = 0,587$ und $l_{be} = 0,114$.

Schrifttum

- [1] Wintringham, W. T.: Color television and colorimetry. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 39 (1951) Nr. 10, S. 1135
- [2] de Groot, W., u. Kruithof, A. A.: Das Farbdreieck. Philips' techn. Rdsch. Bd. 12 (1950) Nr. 11, S. 133
- [3] ● Wentworth, J. W.: Color television engineering. New York 1955, McGraw-Hill

(eingegangen am 28. Juni 1956)

FUNK-TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK



enthält im letzten Heft u. a. folgende Beiträge:

1. Januarheft 1957 (Nr. 1)

- Der Kampf um das geistige Potential unserer Zeit
- Schiffsradargerät zur Anzeige der wahren Bewegungsrichtung
- Neuartiges Doppel-Diversity-Verfahren für Funkfernseh-Verkehr
- > 4 N mot <
- Funkfernsteuerung auf neuen Wegen
- Der R-Transformator
- Eine elektronische Orgel
- Bausteine der Elektronik (Zeitmessung und Zeitgeber, Zeitglieder und Zeitschalter) • Schaltungstechnik (Transistor-Leistungsverstärker)
- 80-m-Konverter für mobilen Betrieb
- UKW-Antennenverstärker
- Doppelmagnettongerät für Amateurzwecke
- Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (6)
- Kurznachrichten • Zeitschriftendienst • Werkstattwinke

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK · Berlin-Borsigwalde

Fehlerfreie elektronische Differentiation

Mitteilung aus dem Technisch-Physikalischem Laboratorium
der Olympia-Werke, Wilhelmshaven

DK 621.372.5:517.22

Die RC-Kette liefert eine fehlerbehaftete Differentiation (wie auch Integration). Am Vierpol in Bild 1 ist nämlich

$$u_a = u_e \cdot \frac{R}{R + 1/j\omega C} = j\omega u_e \cdot RC \cdot \left(\frac{1}{1 + j\omega RC} \right)$$

Der Faktor $j\omega$ bedeutet die Differentiation von u_e nach der Zeit, RC ist der Amplitudenmaßstab, die Klammer stellt den Fehlerfaktor dar, der gleich Eins sein sollte. Er wird in der Form $\frac{1 - j\omega RC}{1 + (\omega RC)^2}$ der Amplitude nach mit steigender Frequenz (höherer Oberwelle des zu differenzierenden Vorganges) stetig kleiner wie $\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$, der Phase nach jedoch stetig größer wie

$$\varphi = \arctan(-\omega RC)$$

Deshalb kann ein solcher primitiver RC-Vierpol nur recht bescheidenen Ansprüchen genügen. Dennoch ist es möglich, mit einem RC-Glied eine fehlerfreie Differentiation zu erzwingen, wenn der einfache RC-Vierpol durch einen ihm folgenden Verstärker zum in sich rückgekoppelten aktiven Vierpol erweitert wird.

Im Steuerkreis der Röhre $R\ddot{o}_1$ gilt nach Bild 2

$$\int_0^t \frac{i \, dt}{C} + iR + \varrho(i - i_K) = u_e \tag{1}$$

Am Ausgang der Röhre $R\ddot{o}_1$ ist, wenn S die Arbeitssteilheiten bedeuten und da $u_{St} = i \cdot R$

$$u_{a1} = u_{St2} = -u_{St1} \cdot S_1 \cdot \frac{R_{a1} \cdot R_{i1}}{R_{a1} + R_{i1}}$$

Am Ausgang der Röhre $R\ddot{o}_2$ gilt

$$u_{a2} = -u_{St2} \cdot S_2 \cdot \frac{R_{a2}^* \cdot R_{i2}}{R_{a2}^* + R_{i2}} \tag{2}$$

mit

$$R_{a2}^* = \frac{R_{a2}(R_K + \varrho)}{R_{a2} + (R_K + \varrho)}$$

Im Korrekturpunkt K ist mit beliebiger Genauigkeit

$$u_K = u_{a2} \cdot \frac{\varrho}{R_K + \varrho}$$

Man hat also mit $\frac{1}{D} = SR_i$

$$i_K \cdot \varrho = u_K \tag{3}$$
$$= +u_{St1} \cdot \frac{1}{D_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{i1}}{R_{a1}}} \cdot \frac{1}{D_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{i2}}{R_{a2}} \left(\frac{R_{a2} + R_K + \varrho}{R_K + \varrho} \right)} \cdot \frac{\varrho}{R_K + \varrho}$$

Aus (1) wird damit

$$\int_0^t \frac{u_{St} \, dt}{RC} + u_{St} \cdot \left\{ 1 + \frac{\varrho}{R} - \frac{1}{D_1} \cdot \frac{1}{D_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{i1}}{R_{a1}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{i2}}{R_{a2}} \left(\frac{R_{a2} + R_K + \varrho}{R_K + \varrho} \right)} \cdot \frac{\varrho}{R_K + \varrho} \right\} = u_e$$

Macht man

$$\frac{R\varrho}{(R + \varrho)(R_K + \varrho)} = D_1 \cdot D_2 \cdot \left(1 + \frac{R_{i1}}{R_{a1}} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_{i2}}{R_{a2}} \cdot \frac{R_{a2} + R_K + \varrho}{R_K + \varrho} \right) \tag{4}$$

so folgt

$$\int_0^t \frac{u_{St} \, dt}{RC} = u_e$$

und durch Differentiation erhält man in Verbindung mit (2)

$u_{a2} \text{ proportional zu } u_{St} = RC \cdot \frac{d u_e}{dt}$

Brauchbare Werte für technische Meßgeber sind $R = 500 \text{ k}\Omega$; $C = 200 \text{ pF}$; $RC = 10^{-4}$. Damit erhält man beispielsweise bei $u_e = 50 \cdot \sin \omega t \text{ [mV]}$ für $f = 50 \text{ Hz}$ ($\omega = 314$) dann $u_{St} = 50 \cdot 314 \cdot (\sin \omega t) \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-3} = 1,57 \cdot \sin \omega t \text{ [mV]}$. Bei zweistufiger Verstärkung erscheint also bei $2 \times \text{EF 42}$ mit je 80facher Spannungsverstärkung eine Ausgangsspannung von $6400 \cdot 1,57 \text{ mV} = 10,5 \text{ V}_{ss}$, also schon ein Bildschirmsignal von 2...3 mm Höhe auf einem normalen Oszillografen mit Nachbeschleunigung.

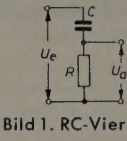


Bild 1. RC-Vierpol

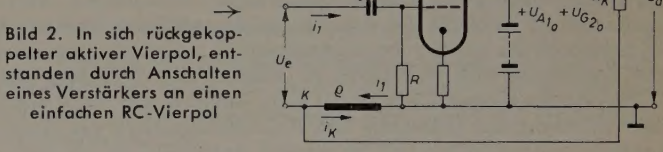


Bild 2. In sich rückgekoppelter aktiver Vierpol, entstanden durch Anschalten eines Verstärkers an einen einfachen RC-Vierpol

Der physikalische Vorgang ist denkbar einfach: Dem RC-Vierpol, der an R die Steuerspannung abgibt, wird, von der Eingangsseite her gesehen, gerade diese Steuerspannung an R am Korrektionswiderstand ϱ wieder fortkompensiert, so daß die Eingangsspannung gleichsam nur einen Kondensator C zu laden hat, dessen Ladestrom, der ja an R die Steuerspannung erzeugt, tatsächlich exakt dem

Differentialquotient $\frac{d u_e}{dt}$ der Eingangsspannung u_e nach der Zeit t proportional ist.

Benutzt man den Begriff „Verstärkungsfaktor“,

$$v = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

so wird (4) sehr einfach

$$Rv_1 v_2 = \frac{(R + \varrho)(R_K + \varrho)}{\varrho}$$

Angenähert ist, da ϱ nur klein sein kann gegen R sowohl wie auch gegen R_K ,

$$\varrho \approx \frac{R_K}{v_1 \cdot v_2} \tag{5}$$

In der Praxis schätzt man aus (5) ϱ nach nur orientierender experimenteller Ermittlung von v_1 und v_2 ab und trimmt ϱ dann in der fertigen Schaltung auf den richtigen Wert nach. Bei Verwendung von $2 \times \text{EF 42}$ ist $v_1 \cdot v_2 \sim 6400$ leicht zu erreichen; ϱ wird damit etwa 300 Ω .

Der Gang der Herleitung der Gleichung

$$u_{St} = RC \cdot \frac{d u_e}{dt} \text{ proportional } u_{a2}$$

nach (2) zeigt, daß die Differentiation nicht nur für periodische Vorgänge exakt richtig erfolgt, sondern auch für jeden beliebigen einmaligen Ablauf.

Die Behandlung der Differentiation mittels RC-gekoppelter Röhren $R\ddot{o}_1$ und $R\ddot{o}_2$ soll in einer späteren Arbeit mitgeteilt werden.

(eingegangen am 27. Nov. 1956)

Bei einer Vielzahl von Messungen wird man in Zukunft nicht mehr mit unhandlichen, kostspieligen und transportempfindlichen Geräten Meßpunkt für Meßpunkt aufsuchen, sondern die Meßwerte mittels handlicher Fernmeßgeber per Draht oder drahtlos zu jedem gewünschten Ort fernübertragen können. Mit Hilfe leistungsfähiger Meßapparaturen werden sie dann am Empfangsort in Kurvenform aufgezeichnet, gegebenenfalls magnetisch gespeichert und schließlich ausgewertet. Da zum Beispiel die heutige medizinische Diagnostik die Registrierung vieler biologischer Untersuchungswerte erfordert und oftmals die Patienten nicht oder nur unter größten Schwierigkeiten zum Meßgerät transportiert werden können, ist damit dem Arzt ein neues, äußerst wertvolles Instrument zur Verfeinerung seiner Methodik bei gleichzeitiger Personal- und Zeitersparnis in die Hand gegeben worden.

Bei Messungen niederfrequenter Schwingungsvorgänge mit einem Frequenzbereich von etwa Null bis 1000 Hz, zum Beispiel gewisser Materialschwingungen, Tätigkeitsäußerungen biologischer Funktionen usw., tritt häufig der Wunsch auf, den zeitlichen Verlauf der Meßvorgänge an einem vom Aufnahmeplatz räumlich getrennten Ort beobachten und registrieren zu können. Die Bedeutung derartiger Fernmessungen kann einmal darin bestehen, daß durch räumliche Trennung der Aufnahme- und Registrierapparatur das Hauptgewicht des apparativen und personellen Aufwandes auf die stationäre Verstärker- und Registrieranlage verlagert wird; die meistens tragbare Aufnahmeapparatur enthält dann nur die Aufnahmeorgane (gegebenenfalls auch den Vorverstärker und die Meßgeber, zum Beispiel Frequenzumsetzer) und ist daher beweglicher als ein komplettes Meßregistriergerät. Andererseits erhöht sich die Wirtschaftlichkeit von Meßvorhaben durch die Errichtung leistungsfähiger und qualitativ hochwertiger Registrier- und Auswertzentralen, die mit ausgesuchtem Fachpersonal besetzt sind und denen von vielen Meßaufnahmestellen Meßwerte zugeleitet werden können. Das gilt vor allem für Krankenanstalten und die ärztliche Betreuung abgelegener Stützpunkte, zum Beispiel einsamer Ansiedlungen, Inseln, auf See befindlicher Schiffe usw. [1].

Die Reihe der Anwendungsmöglichkeiten solcher Fernmeßeinrichtungen ließe sich noch bedeutend erweitern, jedoch würde damit der Rahmen des Themas überschritten werden.

Die Schwierigkeit der Fernmessung von Frequenzen von etwa Null bis 1000 Hz besteht im wesentlichen darin, daß eine unmittelbare Übertragung der Meßwerte nur auf kurze Entfernungen (wenige Meter) und dann auch nur über kapazitätsarme Spezialleitungen erfolgen kann, da sonst unzulässige Verzerrungen, abgesehen von vielfachen Störeinstreuungen, auftreten. Insbesondere benötigt man für jeden einzelnen unabhängigen Meßvorgang, der simultan übertragen werden soll, einen eigenen Leitungsweg. Die vielerorts schon vorhandenen Fernsprechnetze lassen sich wegen ihres Frequenzganges vor allem für tiefere Frequenzen nicht als Fernmeßweg verwenden.

Weitaus besser wird das Problem der Fernmessung durch die Anwendung des Prinzips der Frequenzumsetzung gelöst, indem das niederfrequente Meßfrequenzband zunächst nach höheren Frequenzen verschoben, dann fernübertragen und am Empfangs- und Registrierort wieder in seine ursprüngliche Lage zurückverschoben wird. Das Maß der Frequenztransposition richtet sich dabei zweckmäßigerweise nach den zur Verfügung stehenden Übertragungswegen. Der Mangel an freien drahtlosen bzw. drahtgebundenen Hochfrequenzübertragungskanälen schränkt aber die Auswahl der Trägerfrequenzen zu höheren Werten hin erheblich ein, so daß man auf Träger unterhalb von 20 kHz, möglichst sogar unterhalb von 5 kHz, zurückgreifen muß, die sich über normale Drahtleitungen, gegebenenfalls auch über das Fernsprechnetz übertragen lassen. Diese Tatsache darf nicht als

Nachteil angesehen werden, denn bei der Dichte des heutigen Fernsprechnetzes, auch innerhalb koordinierter Gebäudekomplexe, bedarf es meistens kaum noch einer besonderen Fernmeßleitung, vielmehr sind Meßort und Registrierort gewöhnlich ohnehin durch kommerzielle bzw. interne Fernsprechanlagen miteinander verbunden.

Die Frequenzumsetzung kann auf mehrfache Art erfolgen, und es ist zu untersuchen, welches Verfahren für eine möglichst verzerrungs- und störungsfreie Fernmessung, insbesondere im Hinblick auf die Möglichkeit der Benutzung vorhandener Leitungswege, am günstigsten ist. Auf die Eigenschaften der beschriebenen Frequenzumsetzungsmethoden (Amplitudenmodulation und Frequenzmodulation) soll hier nur kurz eingegangen werden. Weitergehende Untersuchungen enthält das Schrifttum über Amplituden- und Frequenzmodulation.

1. Frequenzumsetzung durch Amplitudenmodulation

Man spricht von der Amplitudenmodulation einer Trägerfrequenz, wenn die Trägeramplitude zeitlich wie die Funktion der Modulationsgröße verändert wird. Die amplitudenmodulierte Schwingung besteht aus dem Träger mit der Frequenz Ω und den beiden Seitenschwingungen $\Omega - \omega$ und $\Omega + \omega$, wobei ω die Kreisfrequenz der Modulationsspannung, im vorliegenden Fall der Fernmeßgröße, ist. Seitenschwingungen höherer Ordnung werden bei verzerrungsfreier Amplitudenmodulation nicht erzeugt. Nach der Seitenbandtheorie [2] ist die Verzerrungsfreiheit der Amplitudenmodulation nur dann gewährleistet, wenn die Schaltung, einschließlich der Übertragungswege, für die Träger- und alle Seitenschwingungen dieselbe Durchlässigkeit hat. Bei Zweiseitenbandübertragung muß die Gesamtübertragungsbandbreite also 2ω sein. Aus dem Verhältnis der Modulationsamplitude u zur Trägeramplitude U errechnet sich der Modulationsgrad m , der stets kleiner als 1 ist. Bei konstanter Trägeramplitude wird m demnach nur von der Amplitude der Modulationsspannung, also der Aussteuerung, bestimmt.

1.1 Vorteile der Amplitudenmodulation

1. Modulation und Demodulation sind mit einfachsten technischen Mitteln auszuführen.
2. Die größte Übertragungsbandbreite ist 2ω .

1.2 Nachteile der Amplitudenmodulation

1. Nichtlineare Verzerrungen im Übertragungssystem infolge gekrümmter Röhrenkennlinien.
2. Verzerrung der Demodulationsspannung durch Pegelschwankungen im Übertragungssystem.
3. Empfindlichkeit gegen Kreuzmodulation.
4. Abhängigkeit der Niederfrequenzamplitude (Meßgröße) am Registrierort von der Länge des Übertragungsweges.
5. Amplitudenmodulierte Fremdstörungen verzerren die Demodulationsspannung, insbesondere bei kleinem Modulationsgrad.
6. Da sich der höchstzulässige Modulationsgrad nach der größten Amplitude der Modulationsspannung richtet, muß die Trägerfrequenzleistung entsprechend hoch sein. Bei Begrenzung der maximalen Trägerfrequenzleistung, zum Beispiel auf den von der Post bei Benutzung ihres Fernsprechnetzes gemäß den CCIF-Bestimmungen geforderten Wert von maximal 1 mW, werden im Durchschnitt die Amplituden der Modulationsspannung, vor allem aber die kleinen Amplituden, nur einen kleinen Störabstand von den üblichen Leitungsstörungen aufweisen können, wenn sie nicht sogar im Störpegel untergehen.

2. Frequenzumsetzung durch Frequenzmodulation

Im Gegensatz zur Amplitudenmodulation bleibt bei Frequenzmodulation die Amplitude der Trägerschwingung konstant, während die Modulationsspannung die Trägerfrequenz um ihren Mittenwert schwanken läßt. Das Maß der Frequenzschwankung, der sogenannte

requenter Schwingungsvorgänge

DK 621.398:621.317.361.029.4

Frequenzhub, ist eine Funktion der Amplitude der Modulationsspannung; je höher die Aussteuerung ist, um so größer ist der Frequenzhub. Die bei der Frequenzmodulation zusätzlich auftretende geringe Amplitudenmodulation stört nicht, da sie im Empfangsbegrenzer abgeschnitten werden kann.

Ein wesentlicher Faktor der Frequenzmodulation ist der Modulationsindex. Der für die Zusammensetzung des Spektrums der modulierten Schwingung maßgebende Modulationsindex η errechnet sich aus dem Verhältnis $\frac{\Delta\Omega}{\omega}$, wobei $\Delta\Omega$ der Frequenzhub und ω die

Kreisfrequenz der Modulationsspannung ist. Während bei der Amplitudenmodulation nur die beiden Seitenschwingungen erster Ordnung auftreten, entstehen bei der Frequenzmodulation theoretisch unendlich viele Seitenschwingungen höherer Ordnung, deren mathematische Darstellung zu Besselschen Funktionen führt [3, 4]. Die erforderliche Übertragungsbandbreite müßte entsprechend groß sein, um alle Seitenschwingungen zu erfassen. In der Praxis braucht man jedoch nur die Schwingungen zu übertragen, deren Amplituden größer als 1% der Amplitude der unmodulierten Trägerschwingung sind. Dabei ergibt sich (Besselsche Funktionen), daß die Seitenschwingungen höherer Ordnung bei kleinem Modulationsindex nur sehr kleine Amplituden haben, während mit wachsendem Index auch Seitenschwingungen höherer Ordnung mit großen Amplituden auftreten. Unter Berücksichtigung der 1%-Formel kommt man bei Modulationsindizes $< 0,4$ noch mit den Seitenschwingungen 1. Ordnung aus; bei höherem Modulationsindex sind auch die Seitenschwingungen höherer Ordnung zu beachten. Das bedeutet also bei $\eta \geq 0,4$ eine Gesamtübertragungsbandbreite von 2ω . Ein höherer Modulationsindex erfordert für eine vollkommene Übertragung erfahrungsgemäß eine Bandbreite, die etwa 25% größer ist als $2\Delta\Omega$, ein Aufwand, der bei hohem Rauschpegel des Übertragungsweges aus Gründen der Störfreiheit aber gerechtfertigt ist.

Zur Demodulation der frequenzmodulierten Trägerschwingung eignet sich grundsätzlich jedes System, das lineare Beziehungen zwischen Frequenz und Amplitude aufweist. Ein derartiges System ist zum Beispiel ein Resonanzkreis, auf dessen vorderer oder hinterer Flanke der Resonanzkurve die Umwandlung der Frequenzschwankung in eine proportionale Amplitudenschwankung erfolgen kann (Bild 1). Diese einfachen Demodulatoren haben aber den Nachteil, daß die

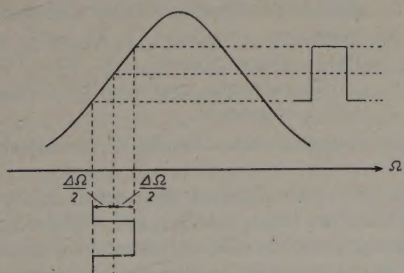
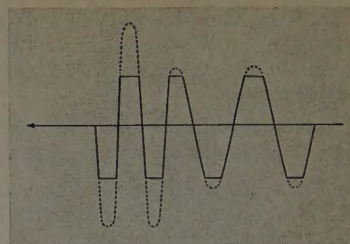


Bild 1. Demodulation einer frequenzmodulierten Trägerschwingung an der Flanke der Resonanzkurve eines Schwingkreises

Krümmung der Resonanzflanken Verzerrungen hervorruft, die nur bei geringem Frequenzhub, also bei Inanspruchnahme eines kurzen, annähernd geradlinigen Teils der Resonanzkurve, zu vernachlässigen sind.

Im Schrifttum sind jedoch viele Demodulationssysteme beschrieben worden, die auch bei größeren Frequenzhuben eine weitestgehend lineare Rückwandlung der Frequenzschwankung in eine äquivalente Amplitudenschwankung bewirken [5]. Die Linearität der Rückwandlung ist aber nur dann gewährleistet, wenn die Amplitude der Trägerschwingung vor der Demodulation konstant ist. Die Frequenzmodulation weist stets eine geringe Amplitudenmodulation auf, und auch die meisten Fernleitungsstörungen und Verstärkungsschwankungen

Bild 2. Begrenzerwirkung bei verschiedenen Amplituden und Frequenzen der Trägerschwingung



im Übertragungsweg äußern sich in Form einer mehr oder weniger großen Amplitudenmodulation. Diese unerwünschte Amplitudenmodulation addiert sich jedoch zu der rückgewonnenen Meßspannung und verursacht entsprechende Verzerrungen. Um also die Linearität der Rückwandlung zu wahren, muß die zusätzliche Amplitudenmodulation der Trägerschwingung vor der Demodulation entfernt werden. Mit Hilfe üblicher Amplitudenbegrenzer-Schaltungen läßt sich diese Forderung in gewissen Grenzen erfüllen, indem man zum Beispiel aus der frequenz- und zugleich amplitudenmodulierten Schwingung Rechteckkurven konstanter Amplituden herauschneidet (Bild 2). Aus diesen Rechtecken kann die Grundfrequenz in einem nachfolgenden Schwingkreis wiedergewonnen werden, ohne daß nichtlineare Verzerrungen auftreten.

Die Einstellung der Begrenzer ist meistens sehr kritisch, da die Arbeitscharakteristik derartiger Systeme nicht immer ideal verläuft und ihr Schwellwert in der Praxis oft höher liegt als es der Theorie entspricht.

2.1 Vorteile der Frequenzmodulation

1. Die Einflüsse von Fremdstörern nehmen proportional dem Modulationsindex ab, wobei die Frequenzmodulation der Amplitudenmodulation an Störfreiheit überlegen wird, sobald der Modulationsindex größer als 1 ist.
2. Frequenzmodulierte Empfänger zeigen keine Kreuzmodulationserscheinungen.
3. Bei gegebenem Hub ist die Niederfrequenzamplitude (Meßgröße) infolge der Begrenzerwirkung unabhängig von der einfallenden Trägerfrequenzamplitude, sobald der Schwellwert des Begrenzers überschritten wird. Das Rauschen nimmt dabei mit steigender Trägerfrequenzamplitude ab. Verstärkungsschwankungen im Übertragungsweg beeinflussen also nicht den Fernmeßvorgang, solange die Begrenzerbedingungen erfüllt sind.
4. Nichtlineare Verzerrungen im Übertragungssystem durch gekrümmte Röhrenkennlinien, die die Amplitude verzerren, sind unwirksam.
5. Die vom Trägerfrequenzgenerator abgegebene Trägerfrequenzamplitude ist auch bei Modulation praktisch immer die gleiche, so daß man im Gegensatz zur Amplitudenmodulation, bei der mehrfache Leistungsreserven vorgesehen werden müssen, stets mit gemäß CCIF voll zulässiger Trägerfrequenzleistung senden kann.
6. Da bei Frequenzmodulation keine Verzerrungen bei Vervielfachung, Überlagerung und Verstärkung auftreten, kann in Vorstufen mit geringem Hub, also kleiner Leistung, moduliert werden, während eine gleichwertige Amplitudenmodulation größere Modulationsleistungen erfordert.

7. Wegen der Verzerrungsfreiheit der Frequenzmodulation bei der Überlagerung und Verstärkung kann die Erzeugung der Trägerfrequenz durch einen Schwebungssummen erfolgen, wobei man entweder nur die variable oder auch beide HF-Schwingungen mit geringem Hub moduliert, während die Schwebungsfrequenz als Trägerfrequenz mit vervielfachtem Hub und nur kleiner zusätzlicher Amplitudenmodulation gewonnen wird und sich nach Bedarf beliebig verstärken läßt.

8. Die häufigsten Fremdstörungen haben Amplitudenmodulationscharakter, werden also im Empfangsbegrenzer abgeschnitten.

2.2 Nachteile der Frequenzmodulation

1. Im Gegensatz zur Amplitudenmodulation erfordert die Frequenzmodulation einen größeren Aufwand bei der Modulation (nicht an Modulationsleistung) und bei der Demodulation.

2. Da frequenzmodulierte Trägerfrequenzbänder mit einem Modulationsindex $> 0,4$ größere Übertragungsbandbreiten benötigen, lassen sich in einem vorgegebenen Frequenzband weniger Fernmeldekanäle unterbringen.

3. Es treten nichtlineare Verzerrungen bei Krümmung der Phasencharakteristik des Übertragungssystems auf.

Ein kritischer Vergleich der Vor- und Nachteile der beiden Modulationsarten unter dem Gesichtspunkt der Fernmessung fällt zugunsten der Frequenzmodulation aus.

Aus diesen Erwägungen und auf Grund mehrjähriger praktischer Arbeitererfahrungen mit Fernmeßgeräten nach dem Amplituden- und dem Frequenzmodulationsverfahren wurde endgültig zugunsten der Frequenzmodulation als geeignetstem Verfahren für die Fernmeß-Frequenzumsetzung entschieden [1].

3. Einkanal-Fernmeßanlage

Nachdem zur Klärung des Problems der günstigsten Übertragungs-kanäle sowie anderer wichtiger Fragen der praktischen Anwendung der Meßeinrichtung zunächst eine 5-kHz-Einkanal-Fernmeßanlage für Elektrokardiogramme und Elektroencephalogramme mit einer Übertragungsbandbreite von 300 Hz in Betrieb genommen wurde¹⁾, bestätigten sich die Erwartungen bezüglich Verzerrungsfreiheit und Übertragungsgüte vollauf. Definierte Rechteck- und Sinusspannungen, die gleichzeitig am Aufnahmeort und nach einem Übertragungsweg von etwa 40 km angezeigt und registriert wurden, zeigten keinerlei visuell erkennbare Verzerrungen. Mit derselben Fernmeß-apparatur wurden Elektrokardiogramme, Elektroencephalogramme und Pulsdruckkurven praktisch unverzerrt fernübertragen (Bild 3 bis 6). Weitere orientierende Versuche mit Trägerfrequenzen bis 18 kHz und Meßfrequenzen über 1000 Hz zeigten erwartungsgemäß sehr gute Ergebnisse.

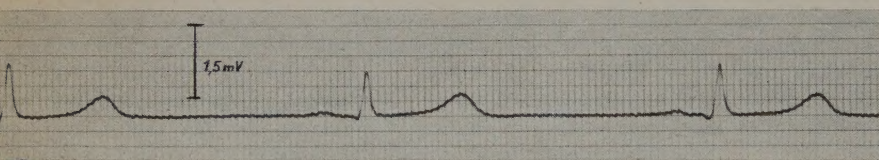


Bild 3. Direkte EKG-Registrierung. Ableitung 1 (Ni. H., ♀ 33 J.), gemessen am 20. 9. 1954

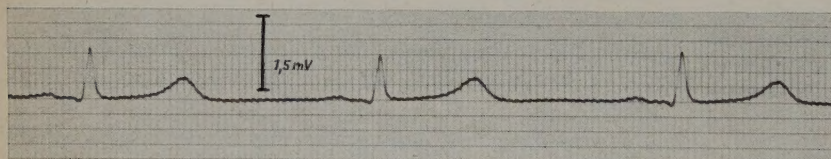


Bild 4. Fernmessung der Ableitung nach Bild 3 über das öffentliche Fernsprechnetz Hamburg im Selbstwählbetrieb am 20. 9. 1954

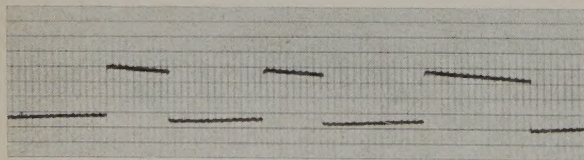


Bild 5. Direkt-Registrierung einer Rechteckspannung (1 mV) am 21. 9. 1954

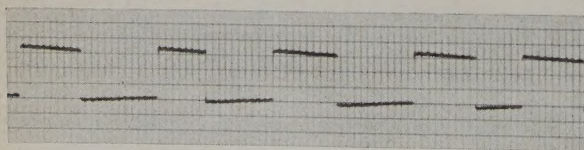


Bild 6. Fernmessung einer Rechteckspannung (1 mV) am 21. 9. 1954

¹⁾ Nordwestdeutscher Rundfunk und II. Medizinische Universitäts- und Poliklinik Hamburg-Eppendorf, 1953 (Gemeinsame Untersuchungen mit Dr. med. habil. Gadermann)

Die anfänglich noch etwas unhandliche Aufnahmeapparatur (Fernmeßgeber) konnte durch ein tragbares Aufnahmegerät mit erweitertem Anwendungsbereich ersetzt werden (Bild 7). Dieses neue Einkanalgerät enthält einen stufenlos regelbaren, vollsymmetrischen Meßvorverstärker mit einer Zeitkonstante von 2 s, die sich bei Bedarf erheblich vergrößern läßt. Sein Eingangswiderstand ist 2 MΩ. Zwischen der mehrpoligen Eingangsbuchse und dem Verstärkereingang liegt ein mehrstufiger Patienten-Wahlschalter zum Einstellen

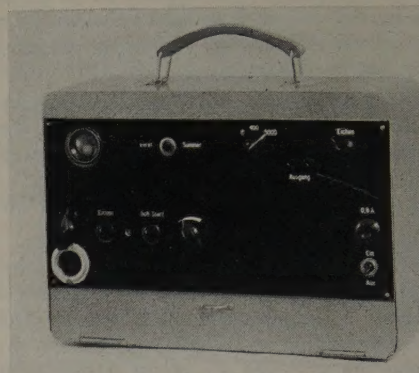


Bild 7. Tragbarer Einkanal-Fernmeßgeber für zwei umschaltbare Trägerfrequenzen (400 Hz und 5000 Hz)

der gewünschten biologischen Ableitungskombination usw. Ferner weist der Meßvorverstärker eine Einrichtung zur Abgabe einer definierten Eichspannung (z.B. 1 mV) auf den Eingang der 1. Verstärkerstufe sowie einen Kurzschlußschalter zur Schnellentladung (Schnellstart) der Koppelkondensatoren auf. Außer diesem Verstärker enthält das Aufnahmegerät einen kleinen, sehr frequenzstabilen Schwebungssumierer mit zwei umschaltbaren Schwebungsfrequenzen von 400 Hz (für die akustische Auswertung) und 5 kHz (für Fernmessung mit Registrierung). Die Frequenzmodulation des Trägers (Schwebungsfrequenz) erfolgt durch eine vom Meßvorverstärker gesteuerte Reaktanzröhrenstufe (die maximal erforderliche Steuerspannung ist 1 V), die dem frequenzbestimmenden Schwingungskreis des „festen“ HF-Oszillators (100 kHz) parallelgeschaltet ist und durch Frequenzmodulation der „festen“-Hochfrequenz gleichzeitig die Schwebungsfrequenz, also die Fernmeß-Trägerfrequenz, frequenzmoduliert.

Die verstärkte Meßgröße und das ordnungsgemäße Arbeiten des Schwebungssumierers können mit einem gemeinsamen elektronischen Abstimmindikator wahlweise kontrolliert werden. Der Ausgang zur Fernleitung liefert eine regelbare Träger-spannung (maximal 7 V) und ist mit etwa 600 Ω abgeschlossen. Um die CCIF-Bedingungen einzuhalten, wurde die Ausgangsspannung auf 0,75 V eingestellt.

Ein gemeinsames Netzgerät für 110/220 V Wechselstrom versorgt alle Einbausätze mit den erforderlichen Spannungen. In dem Leerraum unterhalb der elektronischen Apparatur können Netzkabel, Patientenanschlußkabel, Erdungskabel und Elektroden mit Haltegurten untergebracht werden. Einschließlich sämtlicher Kabel und Elektroden hat das betriebsbereite Einkanal-Aufnahmegerät ein Gewicht von 5,5 kg. Die Abmessungen betragen: Höhe = 245 mm, Breite = 347 mm, Tiefe = 110 mm.

Der für diese Untersuchungsreihen benutzte Empfangs-demodulator²⁾ besteht aus einer Phasenbrücke, der zwei phasenverschobene Spannungen zugeführt werden und deren resultierende Spannung, als Kriterium der Phasenwinkeländerung, die rückgewonnene Meßgröße darstellt. Die der Phasenbrücke zugeführten phasenverschobenen Spannungen werden an einem auf die Trägerfrequenz abgestimmten Schwingungskreis als komplexem Widerstand und einem reellen Widerstand (beide in Serie geschaltet) derart abgegriffen, daß Frequenzänderungen am Begrenzerausgang als Phasenänderungen am Brückenausgang erscheinen. Außerdem drehen mehrere, dem reellen Widerstand nachgeschaltete RC-Glieder die Phase der an

²⁾ Umgebauter Tonhörschwankungsmesser „EMT 414“, W. Franz KG, Lahr/Schwarzwald

diesem Widerstand abgegriffenen Spannung um 90° , so daß bei Übereinstimmung der Träger-Mittenfrequenz mit der Resonanzfrequenz des Schwingungskreises die Bedingungen für Spannungsgleichheit des Phasenbrückenausganges erfüllt sind. Bei Frequenzabweichungen tritt somit am Brückenausgang eine der Abweichung, also der Frequenzmodulation proportionale Spannung auf, die man zur Steuerung eines Verstärkers oder sonstigen Netzwerkes bzw. einer unmittelbar nachgeschalteten Anzeige- oder Registrierapparatur verwenden kann. Der Eingang des Empfangsdemodulators ist symmetrisch und mit 600 Ohm abgeschlossen.

Nach mehrstufiger Vorverstärkung wird die Trägerfrequenz einem spannungsstabilisierten Diodenbegrenzer zugeführt, der bei etwa 30 mV Eingangsspannung einsetzt.

Der mehrfach unterteilte Ausgang des Empfangsdemodulators gibt jeweils eine symmetrische und eine asymmetrische Spannung ab, die zur vollen Aussteuerung einer Katodenstrahlröhre mit 130-mm-Bildschirm und einer Ablenkempfindlichkeit von etwa 0,15 mm/V bei 2 MOhm Ableitwiderstand ausreicht. Außerdem ist noch ein niederohmiger Ausgang zum Anschluß einer Oszillografenschleife mit 4 mA Vollausschlag an etwa 300 Ohm Außenwiderstand vorhanden.

Um den Empfangsdemodulator genau auf die Mittenfrequenz des Fernmeßgebers abstimmen zu können, kann die Resonanzfrequenz des Schwingungskreises definiert um $\pm 0,3\%$ geändert werden. Der maximal zulässige Frequenzhub der Trägerfrequenz ist etwa 3%.

4. Zweikanal-Fernmeßanlage

Nachdem die Einkanal-Fernmeßanlage ihre Brauchbarkeit erwiesen hatte, wurde in Anlehnung an die Übertragungsversuche mit verschiedenen Trägerfrequenzen eine Zweikanal-Fernmeßanlage zur Aufzeichnung simultan verlaufender Vorgänge über ein Leitungspaar entwickelt. Dabei wurde wie folgt verfahren:

Anstatt die Fernübertragung von zwei oder mehreren, gleichzeitig ablaufenden Meßvorgängen auf getrennten Leitungswegen vorzunehmen, kann man auch Wechselströme verschiedener Frequenzen als Trägermittenfrequenzen für die einzelnen Fernmeßkanäle anwenden und dann die Übertragung auf einem gemeinsamen Leitungsweg durchführen [6]. Zu diesem Zweck moduliert sendeseitig jeder einzelne Meßvorgang auf die gleiche Art und Weise wie bei der Fernmessung nur eines Vorgangs eine eigene Trägerfrequenz. Der Frequenzabstand der Trägerfrequenzen ist dabei so bemessen, daß bei maximaler Bandbreite der einzelnen Frequenzbänder, unter Berücksichtigung etwaiger Frequenz-Instabilität der Trägerfrequenzgeneratoren, keinerlei Überschneidungen oder sonstige Störungen auftreten. Um jedoch nicht allzu hohe Anforderungen an die Trennschärfe der Empfangsbandpässe stellen zu müssen, wählt man den Trägermittenfrequenz-Abstand zweier benachbarter Fernmeßkanäle immer etwas größer als der maximalen Bandbreite entspricht.

Bild 8 zeigt in allgemeiner Form den Aufbau der Fernmeßanlage für zwei Frequenzen, wobei beide Kanäle die gleiche Verkehrsrichtung aufweisen. Auf der Sendeseite werden die beiden Trägerfrequenzen (Ω_1 und Ω_2) durch die Schwebungssummer SS_1 und SS_2 erzeugt. Die Frequenzmodulation beider Träger erfolgt nach Vorverstärkung der Meßvorgänge in den Eingangsverstärkern EV_1 bzw. EV_2 durch die Modulationsstufen MS_1 und MS_2 . Den Schwebungssummern sind zwei Sendebandfilter SBF_1 und SBF_2 nachgeschaltet, um gegenseitige Beeinflussungen der Trägerfrequenzgeneratoren sowie ein Ausbreiten unerwünschter Schwingungen auf die Fernleitung usw. zu verhindern. Im Anschluß an die Sendebandfilter werden beide Träger in einer Anpassungsverstärkerstufe AV zusammen verstärkt und auf die gemeinsame Fernleitung gegeben, die in dem hier gezeigten Fall über den Übertrager \bar{U} angeschlossen ist. Parallel zum Ausgang des Anpassungsverstärkers AV ist ein Telefonapparat TA über den Tiefpaß TP geschaltet.

Auf der Fernleitung liegt also ein Frequenzgemisch aus Ω_1 und Ω_2 sowie gegebenenfalls der Sprachfrequenz, das auf der Empfangsseite durch die als Frequenzweichen dienenden Empfangs-Bandfilterverstärker EBF_1 , EBF_2 und EBF_3 in die einzelnen Frequenzbänder aufgeteilt wird, die gleichzeitig bei diesem Trennvorgang verstärkt werden. Während der Ausgang des Bandfilterverstärkers EBF_3 , der die Sprachfrequenzen von 300 bis 2300 Hz heraustrennt, mit der Fernsprechanlage SA verbunden ist, werden die verstärkten Trägerfrequenzen Ω_1 und Ω_2 getrennt den Frequenzdemodulatoren DM_1

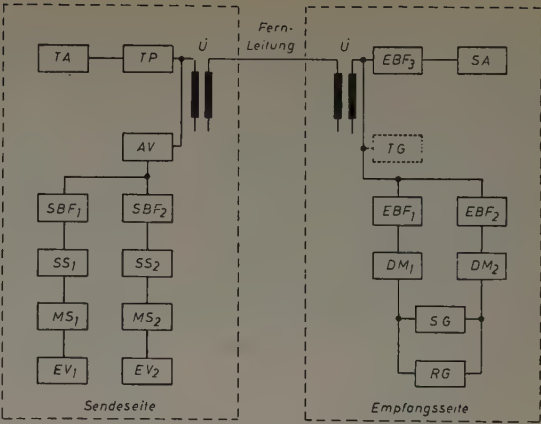


Bild 8. Grundschriftbild einer Zweikanal-Fernmeßanlage für zwei Tonfrequenzen. TA = Telefonapparat (Hörkapsel); TP = Tiefpaß; SBF₁₋₂ = Sendebandfilter; SS₁₋₂ = Schwebungssummer; MS₁₋₂ = Modulationsstufe; EV₁₋₂ = Eingangsverstärker; AV = Anpassungsverstärker; \bar{U} = Übertrager; TG = Tonbandgerät; EBF₁₋₃ = Bandfilterverstärker; DM₁₋₂ = Frequenz-Demodulatoren; SA = Fernsprechanlage; SG = Katodenstrahl-Oszillograf; RG = Registriergerät

und DM_2 zugeführt und dort nach Amplitudenbegrenzung demoduliert. Die somit rückumgesetzten Meßvorgänge kann man dann nach weiterer Verstärkung auf zwei Bildschirmen des Katodenstrahl-Dreifachoszillografen SG anzeigen bzw. mit dem parallel angeschlossenen Mehrspur-Registriergerät RG auf Papier oder Film aufzeichnen.

Auf dem dritten Bildschirm des Katodenstrahl-Oszillografen und der dritten Schreibspur des Registriergerätes wird die Differenz der beiden Fernmeßvorgänge aufgezeichnet. Durch Anwendung des Differentialprinzips besteht die Möglichkeit, bei einer in der medizinischen Praxis arbeitenden Zweikanal-Fernmeßanlage am Empfangsort gleichzeitig drei Ableitungen des Elektrokardiogramms zu regi-

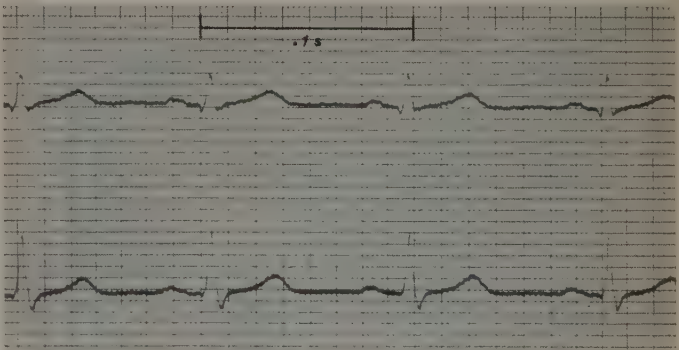


Bild 9. Direkte EKG-Registrierung Ableitung 1 und 2 (Lie. Kl., 36 J.), Filmtransportgeschwindigkeit 40 mm/s, am 21. 4. 1956

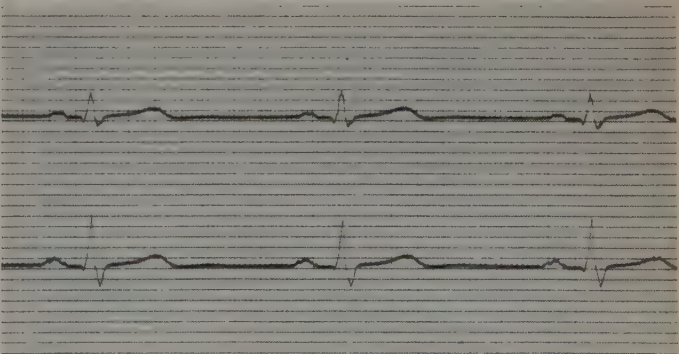


Bild 10. Fernmessung der Ableitungen nach Bild 9 über das Klinikfernnetz Hamburg-Eppendorf am 21. 4. 1956

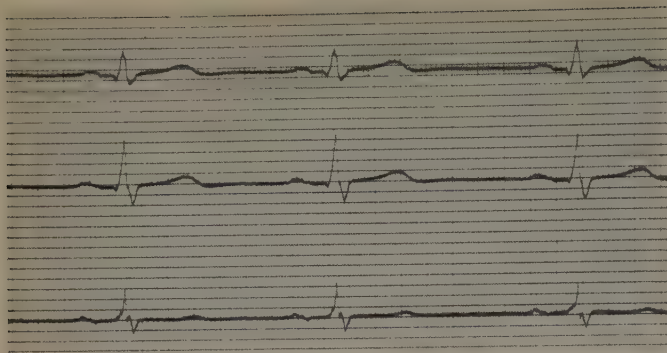


Bild 11. Fernmessung der Ableitungen nach Bild 9 über das Klinikfernprechernetz Hamburg-Eppendorf und Registrierung der 3. Ableitung des EKG durch Differenzbildung aus Ableitung 1 und 2 nach der Demodulation (21. 4. 1956)

strieren. Dabei wird von der Tatsache Gebrauch gemacht, daß die Summe dreier Spannungen, die im Dreieck geschaltet sind, Null sein muß (Bild 9—11).

In Ergänzung des Grundsaltbildes Bild 8 sei noch bemerkt, daß die Stromversorgung der Apparaturen nicht dargestellt wurde, ebenso wenig die Überwachungseinrichtungen, die eine ständige Kontrolle des Betriebsablaufes der Fernmeßanlage gestatten. Zusätzlich ist noch eine Tonbandanlage *TG* (s. Bild 8) gestrichelt eingezeichnet, die bei Bedarf die Aufzeichnung und Wiedergabe des empfangenen Tonfrequenzgemisches einschließlich des empfangsseitig gesprochenen Textes ermöglicht. Eine eingebaute Kompensationsvorrichtung eliminiert dabei weitestgehend die aus der Tonbandtechnik als Tonhöhenschwankungen bekannten Frequenzmodulationsstörungen.

Die inzwischen in Gebrauch³⁾ genommene tragbare Zweikanal-Aufnahmeapparatur (Bild 12) enthält zusätzlich zu den Aufnahme- und Modulationsorganen ein Katodenstrahl-Anzeigeelement zur gleichzeitigen Indikation der Meßvorgänge und der beiden Träger einschließlich des Abstimmvorganges. Eine eingebaute Selbstwähl-Fernsprechanlage erlaubt, die gewünschte Empfangsanlage unmittel-



Bild 12. Tragbarer Zweikanal-Fernmeßgeber für zwei Tonfrequenzen

bar vom Meßplatz anzuwählen und Befundberichte usw. während der Fernmessung durchzusprechen.

Die zugehörige Empfangseinrichtung verfügt hierbei über zwei Fernsprechanlüsse, die Trenn-, Demodulations-, Kontroll- und Tonbandeinrichtungen gemäß dem Grundschemata Bild 8, einen Dreifach-Katodenstrahl-oscillografen mit drei 130-mm-Nachleuchtbildschirmen und synchronisierter variabler Zeitablenkung zur visuellen Auswertung der demodulierten Kurvenbilder sowie eine Dreifach-Katodenstrahl-Registriervorrichtung zur Dokumentierung der Fernmeßkurven.

Außer der Möglichkeit der Differenzbildung aus Vorgang 1 und Vorgang 2 können den Demodulatoren Filterglieder nachgeschaltet werden, die zum Beispiel bei der Fernmessung eines breiteren Frequenzgemisches (Herztöne u.a.) am Empfangsort das Frequenzspektrum in einzelne Frequenzbänder aufschlüsseln, so daß die

³⁾ In der II. Medizinischen Universitäts- und Poliklinik Hamburg-Eppendorf (Direktor Prof. Dr. A. Jores)

Schreibung und die Anzeige in verschiedenen Frequenzabstufungen simultan erfolgen können (Bild 13). Um dabei möglichst viele Teilfrequenzbänder erfassen zu können, ist der Anschluß einer zusätzlichen Sechsspur-Registrierapparatur vorgesehen, wobei Spur 1 den Meßvorgang des Kanals 1 aufzeichnet, während die Spuren 2...6 die ausgefilterten Frequenzbänder des Meßvorganges von Kanal 2 aufzeichnen. Selbstverständlich können diese Möglichkeiten noch variiert bzw. ergänzt werden.

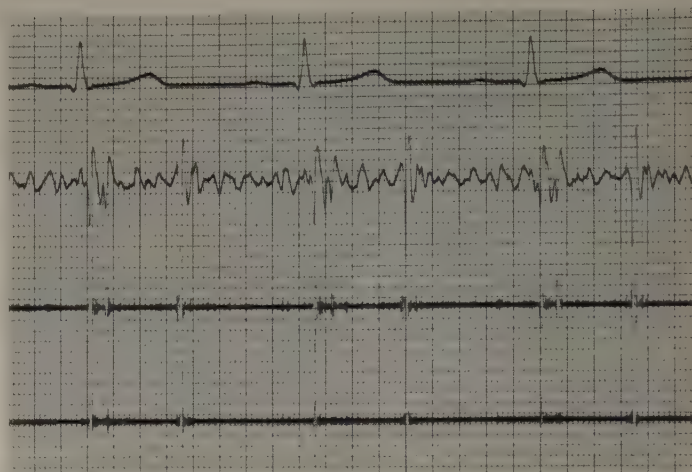


Bild 13. Fernmessung einer Ableitung des Elektrokardiogramms und der Herztöne nach Auflfilterung des Herztönspektrums in drei verschiedene Frequenzbänder (35 Hz, 70 Hz und 140 Hz) (Rö. D., 18 J. ♂) am 28. 4. 1956

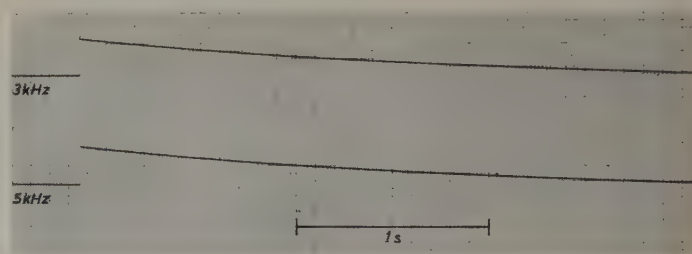


Bild 14. Zeitkonstante der Zweikanal-Fernmeßanlage, registriert mit der stationären Zweikanal-Empfangsanlage und angeschlossenem Schleifen-Oszillografen nach Anlegen einer Eich-Gleichspannung von 1 mV auf die Eingänge eines Zweikanal-Fernmeßgebers und Übertragung über das Klinikfernprechernetz Hamburg-Eppendorf. Filmtransportgeschwindigkeit: 50 mm/s. Abstand der Zeitmarken: 0,02 s und 0,1 s

Ein gemeinsames Netzgerät versorgt alle Baugruppen der Empfangsanlage mit den erforderlichen Gleich- und Wechselspannungen. Die Betriebsdaten der Zweikanal-Anlage sind zur Zeit wie folgt festgelegt:
Kanal 1: Trägermittelfrequenz 2,8 kHz, maximaler Hub 120 Hz, maximale Meßfrequenz etwa 300 Hz;
Kanal 2: Trägermittelfrequenz 5,3 kHz, maximaler Hub 240 Hz, maximale Meßfrequenz etwa 500 Hz.
Die maximale abgegebene Sendeleistung — für beide Frequenzen zusammen — ist 1 mW. Die sonstigen Übertragungs- und Anpassungswerte entsprechen den Daten der eingangs beschriebenen Einkanal-Fernmeßanlage. Eine Umstellung auf andere als oben angegebene Trägerfrequenzen und Sendeleistungen ist möglich. Die Zeitkonstante der Zweikanal-Anlage ist aus Bild 14 ersichtlich.

Schrifttum

- [1] Nicolai, W., u. Gadermann, E.: Eine Methode zur Fernübertragung und Konservierung biologischer Meßvorgänge (Biophonar-Verfahren). *Z. f. Kreislaufforsch.* Bd. 45 (1956) Nr. 7/8, S. 293—300
- [2] ● Prokott, E.: Theoretische Grundlagen und Anwendungen der Modulation in der elektrischen Nachrichtentechnik. Leipzig 1943, Hirzel
- [3] ● Wallot, J.: Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik. 5. Aufl., Berlin 1948, Springer
- [4] ● Jahnke, E., u. Emde, F.: Tafeln höherer Funktionen. 6. Aufl., Stuttgart 1956, B. G. Teubner
- [5] Meinke, H.: Demodulation mit großer Linearität für frequenzmodulierte Schwingungen. *Fernmeldetechn. Z.* Bd. 6 (1953) Nr. 12, S. 571—577
- [6] ● Venzke, W. P.: Fernbedienungsanlagen im Energieversorgungsbetrieb. Essen 1950, Girardet

(eingegangen am 8. Sept. 1956)

Elektronisches Zeitrelais mit Ionisationskammer als Zeitgeber

DK 621.318.57.:621.387.422

Elektronische Verzögerungsrelais gewinnen zunehmend an technischer Bedeutung. Die bekannten mechanischen (Hemmwerk-) Zeitschalter sind für kurze Verzögerungszeiten ungenau und ungeeignet für sehr große Schaltzahlen. Außerdem altern sie beim Lagern und bedürfen der Wartung und Pflege. Alle diese Nachteile treten beim elektronischen Relais nicht auf.

Für kurze Verzögerungszeiten eignen sich RC-Kreise sehr gut. Besonders einfache, zuverlässige und jederzeit ohne Ruhestromverbrauch betriebsbereite Schaltungen erhält man mit Kaltkathodenröhren. Bild 1 zeigt ein entsprechendes Prinzipschema.

Die Röhre zündet (und das Relais zieht an), wenn nach Schließen von S der Kondensator C die Starterzündspannung erreicht hat (etwa 130 V). Aus der Gleichung für die Aufladung eines Kondensators

$$U_t = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

(U_t = Spannung zur Zeit t , U_0 = angelegte Gesamtspannung)

erhält man $U_t = 130$ V und $U_0 = 300$ V. Weiterhin ist

$$t \approx 0,7 \cdot R \cdot C$$

(Z.B. ergibt sich für $R = 1$ M Ω und $C = 1$ μ F eine Zeit von 0,7 s.)

Potentiometer lassen sich in guter Qualität bis höchstens 10 M Ω herstellen, Papierkondensatoren von tragbaren Ausmaßen mit guter Isolierung bis etwa 20 μ F. Somit sind Zeitkreise für Verzögerungszeiten von Bruchteilen einer Sekunde bis etwa 3 Minuten leicht zu bauen, während längere Verzögerungszeiten ohne großen Aufwand und beträchtliche Einbuße an Genauigkeit nicht erreichbar sind.

Ersetzt man den Widerstand R durch eine geeignete Ionisationskammer, so werden mit recht kleinen Kapazitäten schon Verzögerungszeiten von Stunden erreicht. Eine solche Ionisationskammer besteht im allgemeinen aus zwei planparallelen Platten. Auf der einen Platte ist der Strahler, z.B. ein Radiumpräparat, angebracht. α -Strahler ionisieren Gase genügend stark, um Ionisationsströme von technisch brauchbarer Größenordnung zu erhalten. Schon bei Anwesenheit von 10 μ g Radium (10^{-8} g) fließen bei einer Kammer-spannung von 100 V etwa 10^{-8} A. Mit 10^{-10} bis 10^{-11} A lassen sich aber geeignete Kaltkathodenröhren (z.B. *Elesta* ER 2) sicher steuern. Gewöhnliche Röhren mit geheizter Katode lassen sich für kleine Ströme nicht mehr verwenden. Die Strahlung kann mit einer Blende kontinuierlich abgedeckt werden. Die Ionisationskammer gestattet also die stetige Regelung von Strömen von 10^{-8} A an abwärts.

Die α -Strahlung des Radiums, die eine einheitliche Reichweite aufweist, ionisiert auf ihrem Wege die Luft. Die dabei gebildeten Ionen und Elektronen fliegen unter dem Einfluß des elektrischen Feldes zu

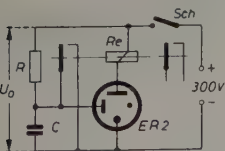


Bild 1. Prinzipschaltung eines Zeitrelais mit Kaltkathodenröhre

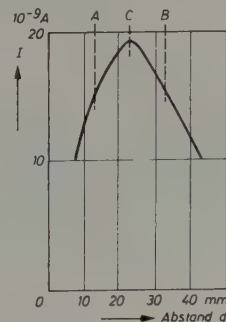


Bild 2 (rechts). Ionisationsstrom als Funktion des Elektrodenabstandes d

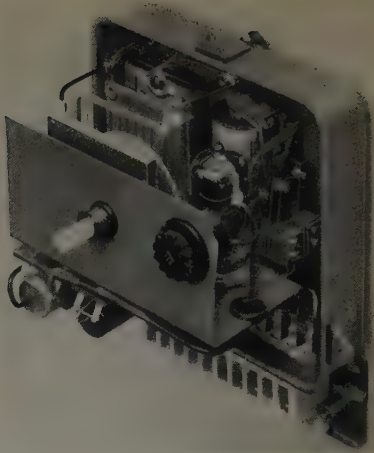


Bild 5. Industriell gefertigtes Zeitrelais mit Ionisationskammer. Links die Ionisationskammer mit Blende und Gitter, rechts die Kaltkathodenröhre und das elektromechanische Relais (*Elesta* AG, Bad Ragaz)

den Elektroden und bewirken so eine elektrische Leitung. Der elektrischen Leitung entgegen wirkt die Rekombination. Der fließende Strom ist somit auch vom Gasdruck und von den Kammerdimensionen abhängig. Betrachtet man den Stromfluß I für eine gegebene Spannung in Abhängigkeit vom Plattenabstand, so erhält man eine Kurve gemäß Bild 2.

Auf der linken Seite des Maximums ist die Reichweite der Strahlung noch nicht voll ausgenutzt, ein Teil wird an der gegenüberliegenden Wandung vernichtet. Bei Vergrößerung des Plattenabstandes vergrößert sich also die Zahl der gebildeten Ionen, der Strom nimmt zu. Rechts vom Maximum ist die Reichweite der Strahlung bereits überschritten, die Ionen rekombinieren auf dem längeren Weg in großer Zahl, der Strom nimmt ab.

Dieselben Überlegungen gelten auch für die Einwirkung des Luftdruckes. Erhöht man z.B. bei kleinem Plattenabstand den Druck, so trifft die noch nicht völlig ausgenutzte Strahlung noch mehr ionisierbare Moleküle, der Strom nimmt zu. Erhöht man den Druck bei großer Kammer, so finden die Ionen noch mehr Partner zur Rekombination, der Strom nimmt ab. In der Gegend des Maximums in

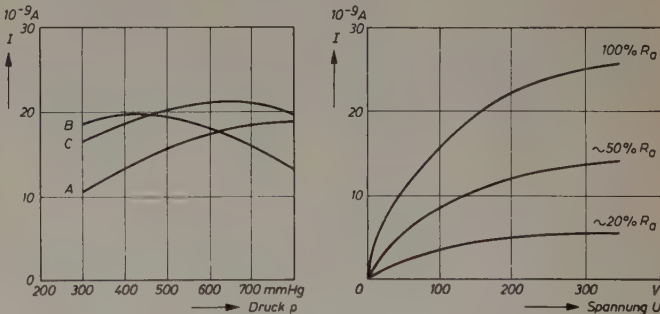


Bild 3 (links). Druckabhängigkeit des Ionisationsstromes. Bild 4 (rechts). Strom-Spannungscharakteristik einer Ionisationskammer für verschiedene Intensitäten der radioaktiven Strahlung

Bild 2 gleichen sich die beiden Effekte gerade aus, in jenem Gebiet erhält man also Druckunabhängigkeit der Kammerwirkung. Bild 3 veranschaulicht diese Verhältnisse. Die Messungen wurden in einer Druckkammer ausgeführt. Kurve A wurde beim Plattenabstand A (Bild 2), Kurve B beim Abstand B und Kurve C beim maximalen Abstand C gemessen.

Die Temperatur wirkt sich nur auf die Molekülbewegung und den Wassergehalt der Luft aus. Beide sind aber von geringem Einfluß und werden im oben beschriebenen Gebiet der Druckkompensation völlig ausgeglichen.

Die Ionisationskammer weist eine Sättigungscharakteristik auf, d.h., ist einmal der Sättigungsstrom erreicht, so bewirkt auch eine große Erhöhung der Spannung keine wesentliche Vergrößerung des Stromes mehr. Dies ist von großer Bedeutung, bewirkt doch eine Netzspannungsänderung von 10% beim RC-Kreis eine Zeitänderung von

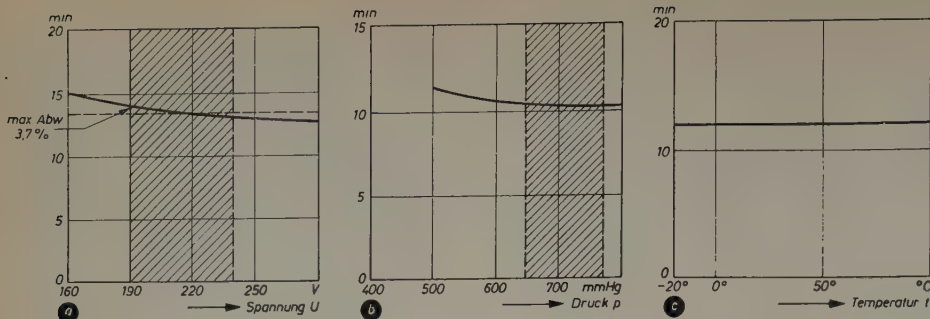


Bild 6. Abhängigkeit der Verzögerungszeit a) von der Netzspannung, b) vom Luftdruck und c) von der Temperatur

etwa 15%, beim Ionisationskammerrelais aber von weniger als 3%. Bild 4 zeigt eine solche Sättigungscharakteristik für verschiedene Intensitäten der radioaktiven Strahlung.

Die Kammer soll natürlich so gebaut sein, daß sie auch bei den niedrigsten vorkommenden Spannungen (etwa 170 V) deutlich im Sättigungsgebiet arbeitet. Dies ist durch den Einbau von Beschleunigungsgittern leicht zu erreichen.

Bild 5 zeigt ein industriell gefertigtes Zeitverzögerungsrelais mit Ionisationskammer für Verzögerungszeiten von 15...20 min. Die

Ionisationskammer wurde nach den beschriebenen Überlegungen konstruiert. Die darin auftretende Druck-, Temperatur- und Spannungsabhängigkeit ist im Bild 6a...c dargestellt.

Schrifttum

- [1] ● Rossi, B., u. Staub, H. H.: Ionisation chambers and counters. New York 1949, McGraw Hill
- [2] Gugelberg, H. L. v.: Helv. Phys. Acta Bd. 29 (1956) S. 456

(eingegangen am 12. Nov. 1956.)

Radar im Dienste des Verkehrs

Zuverlässige Unterlagen über Verkehrsdichte und Geschwindigkeit der Fahrzeuge sind wesentliche Voraussetzungen für alle Arbeiten zur Lösung verkehrstechnischer Fragen. Ein speziell für diesen Zweck entwickeltes Verkehrsradar führte Telefunken kürzlich auf der Berliner Avus vor. Das Gerät besteht aus zwei Einheiten, dem abgesetzten und auf einem Stativ aufsetzbaren HF- und Antennenteil und dem Meß- und Anzeigenteil. Das leicht transportable und bequem in einem Pkw unterzubringende Gerät entnimmt die Betriebsspannungen der Autobatterie (6 oder 12 V) oder dem Lichtnetz (220 V~). Das in etwa 25 m Abstand schräg zur Fahrbahn

Die dadurch erreichte Daueranzeige der zuletzt gemessenen Geschwindigkeit ist einmal wertvoll, weil dadurch ein Ablesen des Instrumentes in aller Ruhe möglich ist, zum anderen kann sich der Zeiger des Meßinstrumentes in kürzester Zeit auf den nächsten Meßwert einstellen, weil seine Rückführung auf Null entfällt.

Verläßt das Fahrzeug den Strahlungsbereich der Antenne, dann fällt mit dem Verschwinden der Dopplerfrequenz in der Auslöseschaltung ein Relais ab und bereitet das Gerät für die Messung des nächsten Fahrzeuges vor. Die Gesamtmeßzeit wird durch alle diese Maßnahmen auf 0,4 s herabgesetzt. Diese kurze Meßzeit ist in Verbindung mit dem Gesamtprinzip entscheidend für die hohe Auflösung, also für den Mindestabstand zwischen zwei getrennt zu erfassenden Fahrzeugen, der seinerseits von der Geschwindigkeit der Fahrzeuge abhängig ist. An den Meß- und Anzeigenteil läßt sich ein Schreiber anschließen, der Aufschluß über die Geschwindigkeit eines jeden Fahrzeuges und die zeitliche Verteilung der Fahrzeuge gibt.

Für besondere Zwecke können in einem Vergleichsoszillator bestimmten Geschwindigkeiten zugeordnete Frequenzen f_p erzeugt werden, so daß man beispielsweise mit zwei Kopfhörern durch Abhören der Doppler- und der Vergleichsfrequenz sofort feststellen kann, ob ein Fahrzeug die der Vergleichsfrequenz zugeordnete Geschwindigkeit überschreitet oder nicht. Für nachträgliche Auswertungen lassen sich beide Tonfrequenzen auf Magnetband speichern. Ebenso ist es zum Feststellen von Geschwindigkeitsüberschreitungen möglich, mit der Anlage eine fotografische Kamera — evtl. zusätzlich mit Blitzgerät — zu kombinieren, die dann automatisch beim Überschreiten der eingestellten Höchstgeschwindigkeit die Kennzeichen des Fahrzeuges festhält.

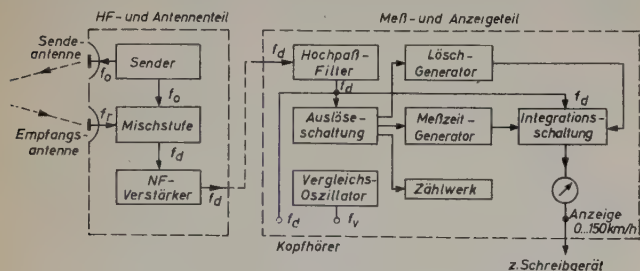


Bild 1. Blockschaltbild des Verkehrsradars

aufgestellte Gerät mißt Geschwindigkeiten im Bereich 20...150 km/h (Genauigkeit 3%) und zählt gleichzeitig mit dem im Meß- und Anzeigenteil eingebauten Zählwerk die Fahrzeuge.

Das Telefunken-Verkehrsradar ist ein Doppler-Radar. Der 25-mW-Klystronsender arbeitet im 3-cm-Band (horizontale Halbwertsbreite der Antenne 9°). Die vom Fahrzeug reflektierte Welle der Frequenz f_r wird in einer Mischstufe (Si-Diode) mit der Senderfrequenz f_o gemischt und ergibt am Ausgang der Mischstufe die Dopplerfrequenz f_d , die direkt ein Maß für die Geschwindigkeit ist. Nach entsprechender Verstärkung gelangt die Dopplerfrequenz über ein Kabel zum Meß- und Anzeigenteil. Über wahlweise einschaltbare Hochpaßfilter verschiedener Grenzfrequenz kommen dann dort nur die diese Grenzfrequenzen überschreitenden Schwingungen, d.h. Geschwindigkeiten, zur Anzeige. Die Grenzfrequenzen entsprechen Geschwindigkeiten von 40, 60 und 100 km/h.

Eine Auslöseschaltung prüft zunächst, ob die Amplitude der aufgenommenen Dopplerfrequenz während einer Prüfzeit von 0,1 s einen Mindestwert erreicht; erst dann wird durch einen Löschgengerator die in der Integrationsschaltung gespeicherte Spannung der vorhergegangenen Geschwindigkeitsmessung gelöscht und gleichzeitig das Zählwerk weitergeschaltet. Die eigentliche Meßzeit ist nur 0,2 s und wird von dem Meßzeit-Generator geliefert, der nach dem Löschen des letzten Meßwertes für diese Meßzeit angestoßen wird. In der Integrationsschaltung entsteht in diesen 0,2 s durch die Dopplerfrequenz eine von Null ausgehende Ausgangsspannung, deren Amplitude eine Funktion der Dopplerfrequenz, also der Geschwindigkeit, ist. Die am Ende der Meßzeit erreichte Spannung wird konstantgehalten und an einem in km/h geeichten Instrument angezeigt.



Bild 2. Telefunken-Verkehrsradar; links Meß- und Anzeigenteil, rechts HF- und Antennenteil

Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

DK 621.316.824

Durag-Apparatebau: Ein Zweipunktreger mit Zählrohrverstärker. *Regelungstechn.* Bd. 4 (1956) Nr. 9, S. 234, 1 B.

DK 621-533.65:620.199

Seck, A.: Lebensdauerprüfung von Temperaturregler. *Kältetechn.* Bd. 8 (1956) Nr. 1, S. 15—17, 3 B.

DK 621.316.624

Parlon, S. T.: Aufbau von Frequenzcharakteristiken für selbsttätige Regelsysteme mit konstantem Meldeverzöger. *Dokl. Akad. Nauk SSSR* Bd. 107 (1956) Nr. 1, S. 79—80, 1 B. (Russ.)

DK 621-533.56

Wünsch, G.: Allgemeine Betrachtungen zur Regelung von Dampfkesseln. *Techn. Mitt. Krupp* Bd. 49 (1956) Nr. 2, S. 69—73, 4 B.

DK 621.316.7.001.1

Katz, H.: Rechnende Netzwerke in der Regelungstechnik. *Elektrotechn. Z.-A* Bd. 77 (1956) Nr. 17, S. 581—585, 22 B.

DK 621-316.7

Oppelt, W.: Regelungstechnik. *Elektrotechn. Z.-A* Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 651—653

DK 621-53:66

Hengst, K.: Moderne Regelprobleme in der chemischen Technik. *Chem. Ing.-Techn.* Bd. 28 (1956) Nr. 5, S. 317—318, 5 B.

DK 621.316.71

Fisner, L. N.: Neuartiger Typ eines Servosystems mit Korrekturgliedern. *Autom. i Telemekh.* Bd. 17 (1956) Nr. 3, S. 228—237, 7 B. (Russ.)

DK 621-533:621.783.2

Debus, F.: Messen und Regeln an Industrieöfen. *Werkst. u. Betr.* Bd. 89 (1956) Nr. 4, S. 165—171, 21 B.

DK 621.941.23:621-523

Oetker, R.: Was heißt „Automatisieren“? *Regelungstechn.* Bd. 4 (1956) Nr. 9, S. 210 bis 213, 8 B.

DK 621-523.3 + 621-522:621-525

Beard, C. S.: Combination actuators — electropneumatic, electrohydraulic, pneumatic, hydraulic. *Instrum. & Automat.* Bd. 29 (1956) Nr. 8, S. 1528—1531, 6 B.

DK 621.385

Jacobs, E., u. Berger, H.: New Uses in Control for the Photoconductor. *Automatic Control* Bd. 4 (1956) S. 16—18

DK 621.385

Ellis, W. R.: Modern Developments in Automation for Electronics. *Automation* Bd. 3 (1956) S. 34—47

DK 621.039.421:621.311

Laboulaye, H. de: Vers les réacteurs de puissance. *Energie Nucléaire* Bd. 75 (1956) Nr. 2, S. 7—15, 10 B.

DK 621.039.421:691.7

Englander, M., u. Stohr, J. A.: Les métaux du gène atomique. *Energie Nucléaire* Bd. 75 (1956) Nr. 2, S. 53—60

DK 539.185.08.001.2

Meister, H.: Numerische Berechnung der Störung einer unendlich ausgedehnten scheibenförmigen Neutronenquelle nach der Transporttheorie. *Z. Naturforsch.* Bd. 11 (1956) Nr. 7, S. 579—585, 3 B.

DK 545.827:(546.791 + 546.84)

Facchini, U., Forte, M., Mahvicini, A., u. Rossini, T.: Analysis of U and Th minerals by alpha spectrum. *Nucléonics* Bd. 14 (1956) Nr. 9, S. 126—131, 4 B.

Steuerungs- und Regelungstechnik, Automation

DK 621.385:621.316.7

Vorteile elektronischer Anlagen. *Regelungstechn.* Bd. 4 (1956) Nr. 8, S. 200—203

DK 621-523.8:677.054.724

Textilmaschinen. Der optisch-elektronische Schußfühler. *Melliand Textilber.* Bd. 37 (1956) Nr. 5, S. 536—540, 10 B.

DK 621-533.56:667.03

André, H.: Beitrag zur automatischen Programmierung an Furbearbeitungsapparaten. *Textil Prax.* Bd. 11 (1956) Nr. 2, S. 171—172, 5 B.

DK 621.396.682.025:622.316.722.1

Beszedics, G.: Elektronisch-magnetischer Wechselspannungs-Konstanthalter. *Elektrotechn. u. Maschb.* Bd. 73 (1956) Nr. 17, S. 415—418, 6 B.

DK 621-53

Meeron, M. V.: Über autonome Eigenschaften von bei unbegrenzter Vergrößerung des Genauigkeitsgrades stabil arbeitenden Systemen mit mehreren Regelkreisen. *Autom. i Telemekh.* Bd. 17 (1956) Nr. 5, S. 410—424, 9 B. (Russ.)

DK 621.316.824

Telepenin, P. S.: Das Entlastungsstellzeug in kombinierten selbsttätigen Reglersystemen. *Dokl. Akad. Nauk SSSR* Bd. 107 (1956) Nr. 4, S. 545—546, 4 B. (Russ.)

DK 621-52:621.9:629.113

Notter, E.: Wege zur automatischen Produktion mit Transferstraßen. *Werkst. u. Betr.* Bd. 89 (1956) Nr. 3, S. 109—113, 12 B.

Akustik

DK 534.839:621.63

Niekerk, C. G. van.: Measurement of the noise of ducted fans. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 681—687, 11 B.

DK 534.75:534.784

Tomatis, A.: Relations entre l'audition et la phonation. *Ann. Télécommun.* Bd. 11 (1956) Nr. 7/8, S. 151—158, 17 B.

DK 621.396.813:654.157:621.396.5

Neely, K. K.: Study of MAYDAY and S.O.S. as radiotelephony distress signals. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 554—555, 1 Tab.

DK 534.21:551.510.52

Rothwell, P.: Sound propagation in the lower atmosphere. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 656—665, 7 B., 3 Tab.

DK 534.75

Thwing, E. J.: Masked threshold and its relation to the duration of the masked stimulus. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 28 (1956) Nr. 4, S. 606—610, 3 B.

Werkstoffe

DK 621.315.612:534.8-3

Stäger, H., u. Studer, H.: Untersuchungen an elektrotechnischem Porzellan mit dem Elektronenmikroskop und mit Ultraschall. *Techn. Mitt.* Bd. 49 (1956) Nr. 4, S. 170 bis 178

DK 537.226:621.315.61

Schulze, W. M. H.: Die Repräsentanz der dielektrischen Eigenschaftswerte elektrotechnischer Isolierstoffe in ihrer Abhängigkeit von den verschiedenen physikalisch-chemischen Faktoren. *Schweiz. Arch. angew. Wiss. Techn.* Bd. 22 (1956) Nr. 5, S. 138 bis 149

DK 537.226.33.029.6

Meyer, E., Schmitt, H. J., u. Severin, H.: Dielektrizitätskonstante und Permeabilität künstlicher Dielektrika bei 3 cm Wellenlänge. *Z. angew. Phys.* Bd. 8 (1956) Nr. 6, S. 257—263, 11 B.

Halbleiter und Anwendungen

DK 621.314.7:621.373
Lamont, J. G., u. Chatterton, R. H.: Junction transistor blocking oscillators. *Bell Monogr.* 2487 (1956)

DK 621.315.592(09)
Pearson, G. L., u. Brattain, W. H.: History of semiconductor research. *Bell Monogr.* 2538 (1956)

DK 537.122:537.311.33:546.28
Bemski, G.: Lifetime of electrons in p-type silicon. *Bell Monogr.* 2534 (1956)

DK 621.314.7
Moll, J. L.: Junction transistor electronics. *Bell Monogr.* 2537 (1956)

DK 537.311.1:(546.289+546.28)
Conwell, E. M.: Impurity and conduction in germanium and silicon. *Phys. Rev. Bd.* 103 (1956) Nr. 2, S. 51—61

DK 537.311.33:537.533.7:546.289
Shulman, R. G.: Hole trapping in germanium bombarded in high-energy electrons. *Phys. Rev. Bd.* 102 (1956) Nr. 6, S. 1451—1455, 6 B.

DK 621.314.7
Dingle, R. B.: The anomalous skin effect and the optical absorptivity of semiconductors. *I. Physica Bd.* 22 (1956) Nr. 8, S. 683—697

DK 621.314.7:(546.289+546.28)
Lantern, M.: Transistron an germanium et transistron au silicium. *Electronique* (1956) Nr. 120, S. 15—21, 5 B., 4 Tab.

DK 621.375.4+621.373.52:621.314.7
Fischer, G.: Berechnung des Verhaltens von Transistoren. *Microtechnie Bd.* 10 (1956) Nr. 2, S. 82—87, 16 B.

Magnete und magnetische Werkstoffe

DK 621.318.3:029.65:546.723.3.7
Uthert, L. G. van: Low magnetic saturation ferrites for microwave applications. *Bell Monogr.* 2504 (1956)

DK 538.114.001:546.723.3.7
Vleck, J. H. van: Fundamental theory of ferro- und ferrimagnetismus. *Proc. Inst. Radio Engng. Bd.* 44 (1956) Nr. 10, S. 1243 bis 1258, 10 B.

DK 538.114.083:546.723.3.7
Blombergen, N.: Magnetic resonance in ferrites. *Proc. Inst. Radio Engng. Bd.* 44 (1956) Nr. 10, S. 1259—1269, 12 B.

DK 621.318.029.5:546.723.3.7
Querns, C. D.: A survey of the properties and applications of ferrites below microwave frequencies. *Proc. Inst. Radio Engng. Bd.* 44 (1956) Nr. 10, S. 1234—1248, 19 B., 2 Tab.

DK 538.244.029.6:546.723.3.7
Suhl, H.: The nonlinear behavior of ferrites at high microwave signal levels. *Proc. Inst. Radio Engng. Bd.* 44 (1956) Nr. 10, S. 1270 bis 1284, 7 B., 2 Tab.

DK 546.723.3.7
Loss, M. B.: Broadband applications of ferrites. *Tele-Tech Bd.* 15 (1956) Nr. 2, S. 62—63, 117—119, 6 B.

Meßtechnik, Meßgeräte

DK 621.317.384.029.6:537.312
Improved thermistor bridge for RF power measurements. *NBS techn. News Bull.* Bd. 40 (1956) Nr. 9, S. 134—135

DK 621.383.4:546.221.48
Kier, E.: Wechselstrommessungen an Kad-
miniumsulfid-Spaltzellen. *Ann. Phys. (6)* Bd. 18 (1956) Nr. 3/4, S. 163—170, 9 B.

DK 537.312:536.5:536.581
Chevalier, M. Le, u. Leleu, M.: Thermomètres et thermostats à thermistances. *Electronique ind.* (1956) Nr. 10, S. 147—153, 12 B.

DK 621.374.3:08
Lamond, H. A.: Fast differential analyzer. *Nucleonics Bd.* 14 (1956) Nr. 8, S. 86—90, 5 B.

DK 621.387.424
Armstrong, F. E.: Simple, inexpensive device checks G-M tube operation. *Nucleonics Bd.* 14 (1956) Nr. 8, S. 79—80

DK 621.318.4:0427:7637:08
Geyger, W.: Magnetic switch B-H loop tracer. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 10, S. 167—169, 3 B.

DK 621.317.733.083.7
Moerder, C.: Dreileiter-Ausschlagbrücken mit Widerstandsgebern. *Arch. techn. Mess. Lfg.* 247 (1956) J 912—4, S. 185—189, 3 B.

DK 621.317.733.029.6
Mayo, C. G., u. Heid, J. W.: Errors in bridge measurements. *Wireless Eng. Bd.* 33 (1956) Nr. 11, S. 265—268

DK 531.781.2:082.74:621.374.32:08:
621.317.39
Rohrbach, Chr.: Selbsttätige Messung und Registrierung quasistatischer Dehnungen mit Seilendehnungsmessern und zählenden elektronischen Frequenz- und Zeitmeßem. *VDI-Z. Bd.* 98 (1956) Nr. 26, S. 1541 bis 1548, 14 B., 1 Tab.

DK 681.828.3
Dorf, R. H.: Electronic organ in kit form for house construction. *Audio Engng. Bd.* 40 (1956) Nr. 2, S. 23—25, 6 B.

DK 621.395.623.7
Cohen, A. B.: The diffaxial speaker. *Audio Engng. Bd.* 40 (1956) Nr. 6, S. 20—23, 55—58, 8 B.

Elektronisches Rechnen und Zählen

DK 681.124.23:621.52:621.9
Ellert, F. J.: Feedback in counting control systems. *Appl. & Ind.* (1956) Nr. 22, S. 345 bis 354, 19 B.

DK 681.142.83:621.385
Flood, J. E., u. Warran, J. B.: The design of cold-cathode valve circuits (Part 2). *Electronic Engng. Bd.* 28 (1956) Nr. 345, S. 489—493, 25 B.

DK 681.142.83
Klein, M. L., Williams, F. K., u. Morgan, H. C.: Automatic data reduction. *Instrum. & Automat. Bd.* 29 (1956) Nr. 9, S. 1767 bis 1772, 8 B., 1 Tab.

DK 681.142.83
Lewis, S. H.: The G-15 Digital computer. *Instrum. & Automat. Bd.* 29 (1956) Nr. 9, S. 1773—1778, 7 B.

DK 621.396.619.16
Carniol, B.: Kodemethode mittels Einschwingvorgängen. *Siboproudy Obr. Bd.* 17 (1956) Nr. 3, S. 129—134, 13 B. (Tschech.)

DK 681.142.83
Laughlin, D.: Magnetronie data handling. *Instrum. & Automat. Bd.* 29 (1956) Nr. 8, S. 1636—1639, 9 B.

DK 621.385.83:518.5
Galis, M., u. Jucker, E.: Die Integriranlage I A 55. *Techn. Rdsch. Bd.* 48 (1956) Nr. 14, S. 21—25, 2 B.

DK 681.142.83:621.316.7
Gurov, V. V.: Das Problem der Verwendung elektronischer Analogrechengeräte bei der Untersuchung langsam verlaufender automatischer Regelvorgänge. *Atom. & Telemekh. Bd.* 17 (1956) Nr. 5, S. 431—436, 7 B. (Russ.)

Elektronik

DK 621.385:536.2
Kaye, J.: Review of industrial applications of heat transfer to electronics. *Proc. Inst. Radio Engng. Bd.* 44 (1956) Nr. 8, S. 977 bis 991, 15 B.

DK 621.385:658.2
● Hattery, L. H., u. Bush, G. P.: Electronics in management. *Washington* 1956, *Univ. Press.* 207 S.

DK 621.385.12
Vollenweider, M.: Kathodenröhren als Schaltelemente der Elektronik. *Techn. Rdsch. Bd.* 48 (1956) Nr. 14, S. 9, 17, 2 B.

DK 681.62:621.385
Topler, L. P.: Elektrontechnik in der Polygraphie. *Polygraf. proizo.* (1956) Nr. 2, S. 23—26 (Russ.)

DK 621.385.062
Aronson, M. H., u. Kezer, F. Ch.: Electronic circuitry. *Instrum. & Automat. Bd.* 29 (1956) Nr. 9, S. 1780—1781, 4 B.

DK 778.533.3:621.385
Edgeton, H. E., u. Stroda, F. I.: Rapid closing electronically operated shutter. *Rev. sci. Instrum. Bd.* 27 (1956) Nr. 8, S. 162, 3 B.

Nukleonik

DK 537.133.001.1
McConnell, J.: Theory of the negative proton. *Nucl. Phys. Bd.* 1 (1956) S. 202 bis 208.

DK 621.387.464
Funt, B. L.: Scintillating gels. *Nucleonics Bd.* 14 (1956) Nr. 8, S. 83—84

DK 621.039.421
Goodman, C.: Japan speeds organization of nuclear program. *Nucleonics Bd.* 14 (1956) Nr. 9, S. 104—107, 2 B.

DK 621.387.464
Mitchell, M. L., u. Sorkes, L. A.: Detection of S_{25} and Ca^{45} with a plastic scintillator. *Nucleonics Bd.* 14 (1956) Nr. 9, S. 124, 1 B., 1 Tab.

DK 621.039.421:621.385
Shelton, R. D., u. Kenney, J. G.: Damaging effects of radiation on electronic components. *Nucleonics Bd.* 14 (1956) Nr. 9, S. 66—69, 8 B., 1 Tab.

DK 621.317.794
Scoutle, D. R.: Continuous alpha air monitor. *Nucleonics Bd.* 14 (1956) Nr. 8, S. 90—95, 4 B.

DK 621.387.464:537.542
Stranks, D. R.: A scintillation counter for the assay of radioactive gases. *J. sci. Instrum. Bd.* 33 (1956) Nr. 1, S. 1—4

DK 621.039.421.004.8:621.317.794
Mathew, R. L., Taylor, R. A., u. Cook, C. S.: Mobile laboratory measures fallout activity. *Nucleonics Bd.* 14 (1956) Nr. 8, S. 69, 3 B.

Wiskosa, D.: Zur Theorie des Auflicht-Elektronenmikroskops I. *Optik* Bd. 13 (1956) Nr. 10, S. 463—478, 481, 6 B.

Fotzellen, Fotoelektrik, Glimmröhren

Brummer, O., u. Morgenstern, E.: Anwendung der Röntgenbildverstärker für Feinstrukturuntersuchungen. *Naturwiss.* Bd. 43 (1956) Nr. 11, S. 248

Zalm, P.: The electroluminescence of ZnS type phosphors. *Philips Res. Rep.* Bd. 11 (1956) Nr. 5, S. 353—399, 28 B.

Grandmontagne, R.: Quelques aspects de la photométrie du monochromateur à cellule photoélectrique. *Rev. Opt.* Bd. 35 (1956) Nr. 6, S. 355—358

Sugawara, M.: The time lag and other undesirable phenomena observed in vacuum photo-tubes at weak illumination. I., II. *J. phys. Soc. of Japan* Bd. 11 (1956) Nr. 3, S. 271—278, 10 B.

Bauelemente

Bell, D. A.: Reliability of electronic apparatus. *Wireless Wld.* Bd. 62 (1956) Nr. 12, S. 591—594, 5 B.

Engel, H. A.: Characteristics for half-wave rectifier circuits. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 343, S. 401—406, 8 B.

Crouhurst, N. H.: Input transformer design. *Audio Engng.* Bd. 40 (1956) Nr. 6, S. 27 bis 28, 30, 6 B.

Fernsehen, Bildübertragung

Furnace television equipment. *Beama J.* Bd. 63 (1956) Nr. 3, S. 118—119, 2 B.

Dubea, A.: Télévision à plusieurs voix d'audiofréquences. *Electronique* (1956) Nr. 120, S. 31—36, 14 B.

Bloomsburgh, R. A., Boothroyd, W. P., Fedde, G. A., u. Moore, R. C.: Current status of Apple receiver circuits and components. *Proc. Inst. Radio Engs.* Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1120—1124, 9 B.

Bell, D. A., u. Swann, G. E. D.: Spectrum of television signals. *Wireless Eng.* Bd. 33 (1956) Nr. 11, S. 253—256, 6 B.

Denis, P.: Organisation d'un centre de télévision. *Electricité* Bd. 40 (1956) Nr. 225, S. 79—84, 10 B.

Spicer, C. E.: The "Vitascan" new color TV scanner. *Tele-Tech* Bd. 15 (1956) Nr. 2, S. 60—61, 114—117, 5 B.

Richman, D.: Directions of improvement in NTSC color television systems. *Proc. Inst. Radio Engs.* Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1125 bis 1139, 16 B., 1 Tab.

Clapp, R. C., Creamer, E. M., Partin, M. E., u. Bryan, J. S.: A new beam-indexing color television display system. *Proc. Inst. Radio Engs.* Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1108 bis 1114, 13 B.

Sichrowsky, A.: Bemerkungen zu komplizierten Korrekturen von Bildverstärkern. *Slaboproudý Obs.* Bd. 17 (1956) Nr. 8, S. 426—430, 8 B. (Tschech.)

Dillenburger, W., u. Sennkenn, E.: Über die Verwendung von Serienschaltungen einer Germanium- mit einer Hochvakuumdiode zur Schwarzpegelhaltung in Fernsehgeräten. *Frequenz* Bd. 10 (1956) Nr. 9, S. 283—286, 11 B.

Dierbach, W.: Zur Leuchtfarbe des Bildröhrenschirmes. *Telefunken-Z.* Bd. 29 (1956) Nr. 112, S. 105—109, 5 B.

Elektroakustik

Hepper, H.: Der Dynamikbegrenzer V 103 und seine Anwendung in elektroakustischen Anlagen. *Telefunken-Z.* Bd. 29 (1956) Nr. 112, S. 127—130, 7 B.

Röbert, G.: Ein Gerät zur Dickenmessung mit Gamma-Strahlung. *VDI-Z.* Bd. 98 (1956) Nr. 28, S. 1649—1650

Radunz, H.: Eine Photovervielfacherröhre zum genauen Messen radioaktiver Strahlung. *VDI-Z.* Bd. 98 (1956) Nr. 28, S. 1645 bis 1646, 3 B.

Ankel, Th., u. Wintermeyer, W.: Die untere durch statistische Schwankungseffekte bedingte Meßgrenze einer Verstärkeranordnung. *Ann. Phys. (6)* Bd. 18 (1956) Nr. 3/4, S. 181—189, 3 B.

Clark, J. S., u. Cook, A. H.: A photoelectric microscope for the measurement of linear scales. *J. sci. Instrum.* Bd. 33 (1956) Nr. 9, S. 341—347, 8 B.

Heister, W.: Die Messung der Hystereseschleife einer gleichstromvormagnetisierten Drossel aus Hypern 5 T. *Techn. Mitt. Krupp* Bd. 14 (1956) Nr. 2, S. 30—42, 2 B.

Schütze, W., u. Bernhard, F.: Eine neue Methode zur Messung extrem kleiner Ionenströme im Hochvakuum. *Z. Phys.* Bd. 145 (1956) Nr. 1, S. 44—47, 2 B.

Allen, E.: Improved method of integrating curves obtained on a General Electric type recording spectrophotometer. *J. opt. Soc. Amer.* Bd. 46 (1956) Nr. 6, S. 430—433, 3 B.

Lamb, W. R.: Diode-phototube monitor uses liquid scintillator. *Nucleonics* Bd. 14 (1956) Nr. 8, S. 84—85, 1 B.

Thurnell, D. P.: Automatic wavemeter calibration. *Wireless Wld.* Bd. 62 (1956) Nr. 11, S. 533—535, 3 B.

Helke, H.: Regelbrücke als Wechselspannungsnormal zum Prüfen von Präzisionsmeßinstrumenten. *Elektrotechn. Z.-A* Bd. 77 (1956) Nr. 17, S. 569—573, 9 B., 4 Tab.

Turban, J.: Ein empfindlicher Spannung- und Leistungsmesser mit Richtleiter für den Frequenzbereich 30 Hz bis 5000 MHz. *Siemens-Z.* Bd. 30 (1956) Nr. 10, S. 486—489, 6 B.

Rechtendorf, H.: Die Messung der Schirmdämpfung von geschirmten Räumen und die z. Z. gegebene Grenze des Meßbereiches. *Fernmelde-Prax.* Bd. 33 (1956) Nr. 17, S. 657—662, 5 B.

Fiebigler, A.: Ein Ganztafelprüfgerät zur Sortierung von Transformatorenblechtafeln. *Siemens-Z.* Bd. 30 (1956) Nr. 9, S. 443 bis 448, 4 B., 3 Tab.

Joseph, W. F., u. Bond, R. M.: A gamma-discriminating beta survey meter. *Nucleonics* Bd. 14 (1956) Nr. 9, S. 108—110, 2 B.

Goodwin, P. N.: Scintillation counter for beta-ray dosimetry. *Nucleonics* Bd. 14 (1956) Nr. 9, S. 120—123, 5 B.

Merz, L.: Meßtechnik. *Elektrotechn. Z.-A* Bd. 77 (1956) Nr. 18, S. 648—650

Hajek, J.: Der Strahlenrücklauf im Kathodenstrahloszillographen. *Slaboproudý Obs.* Bd. 17 (1956) Nr. 8, S. 470—474, 9 B. (Tschech.)

Davies, D. L.: A fast-acting phase conscious indicator. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 343, S. 385—387, 4 B.

Elektrotechnik

Villire, R.: Construction d'un générateur 3 kW pour chauffage à induction. *Electronique ind.* (1956) Nr. 10, S. 131—137, 8 B., 2 Tab.

Fessel, F.: Die Holtrockung im hochfrequenten elektrischen Kondensatorfeld. *VDI-Z.* Bd. 98 (1956) Nr. 28, S. 1650 bis 1652, 9 B., 2 Tab.

Funktechnik

Klinger, H. H.: Grundlagen und Ergebnisse der Radioastronomie. *Techn. Rdsh.* Bd. 48 (1956) Nr. 9, S. 1—7, 26 B.

International Scientific Radio Union. *Nature (Lond.)* Bd. 178 (1956) Nr. 4532, S. 528

Laufzeitröhren, Beschleuniger

DK 621.384.612:537.534
Ramm, C. A.: The principles and apparatus of the injection system of the Birmingham Proton Synchrotron. *J. sci. Instrum. Bd. 33* (1956) Nr. 2, S. 52—58

DK 620.179.15:537.533.8.06:621.039.44
Widerke, R.: Betatronprüfung beim Bau von Kernreaktoren und Kernkraftwerken. *VDI-Z. Bd. 98* (1956) Nr. 26, S. 1557—1559, 8 B.

DK 621.373.423
Gratier, F.: Le klystron à réflexions multiples. *Acta electron. Bd. 1* (1956) Nr. 1, S. 25 bis 33, 6 B.

Mikrowellentechnik

DK 621.372.8
Sandmark, P. J.: Ellipticity on dominant mode axial rati on in nominally circular waveguides. *Bell Monogr. 2539* (1956)

DK 538.566.2
Adey, A. W.: Scattering of microwaves by long dielectric cylinders. *Wireless Eng. Bd. 33* (1956) Nr. 11, S. 256—264, 7 B.

DK 621.372.8
Allison, J., u. Benson, F. A.: Waveguide surface finish and attenuation (Part 1). *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 345, S. 482—487, 14 B., 1 Tab.

DK 621.373.029.65
Fellers, R. G.: Millimeter waves and their applications. *Electr. Engng. Bd. 75* (1956) Nr. 10, S. 914—917, 9 B.

DK 621.372.8:546.723.3.7
Hogan, C. L.: The elements of nonreciprocal microwave devices. *Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 44* (1956) Nr. 10, S. 1345—1368, 35 B.

Wellenausbreitung

DK 621.396.11
Bullington, K.: Characteristics of beyond-the-horizon radio transmission. *Bell Monogr. 2494* (1956)

DK 621.396.11:551.510.52
Sarton, J. A.: Tropospheric scatter propagation. *Wireless Wld. Bd. 62* (1956) Nr. 12, S. 587—590, 2 B.

DK 621.396.82
Hickcock, R. J.: Comparative performances of high frequency radio telegraph circuits during disturbed conditions. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 345, S. 476—481, 9 B.

Modulation und Demodulation

DK 621.376.33
Antsionich, E. S.: Über die Berechnung eines Frequenz-Discriminators. *Radioelektr. (Moskau) Bd. 11* (1956) Nr. 1, S. 42—49 (Russ.)

DK 621.376.3
Turkin, V. K., u. Levin, G. A.: Theorie der Gleichrichtung frequenzmodulierter Schwingungen. *Dokl. Akad. Nauk SSSR Bd. 106* (1956) Nr. 6, S. 999—1002 (Russ.)

DK 621.396.62
Fancourt, K. G., u. Skwirynski, J. K.: Design of a simple linear frequency discriminator. *Marconi Rev. Bd. 19* (1956) Nr. 121, S. 61—77, 11 B.

DK 621.376.22:621.396.61
Watson, R. B., u. Hudson, O. K.: Transmitting system uses delta modulation. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 10, S. 164 bis 166, 7 B.

Impulsverfahren

DK 621.316.729
Bennett, M. V. L.: Synchronizing low frequency pulses with a high frequency free-running time-base. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 345, S. 496—498, 2 B.

DK 621.317.7:621.385:621.039.4
Hamers, H. C., u. Marselle, A.: A double and sliding pulse generator for testing electronic instruments used in nuclear physics. *Physica Bd. 22* (1956) Nr. 6, S. 563—568, 4 B.

Netzwerke, Filter

DK 621.392:517.512.2
Bennett, W. R.: Application of the fourier integral in circuits theory. *Bell Monogr. 2533* (1956)

DK 621.372.5.018.8
Atskuler, J.: Attenuators with mismatched terminations. *Wireless Eng. Bd. 33* (1956) Nr. 11, S. 257—258, 4 B.

DK 621.372.43.001.1
Freeman, E. A., u. Meredith, J. F.: Nyquist's stability criterion. *Wireless Eng. Bd. 33* (1956) Nr. 12, S. 290—294, 6 B.

Verstärker

DK 621.375.3
Demjanov, A. J.: Schnellwirkende magnetische Verstärker für Servosysteme mit Wechselstrommotoren. *Autom. & Telemekh. Bd. 17* (1956) Nr. 3, S. 250—263, 18 B. (Russ.)

DK 621.375

Richards, J. C. S.: A wide band differential amplifier of unity gain. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 345, S. 499—501, 4 B., 1 Tab.

Funkentstörung

DK 621.396.821:621.372.41
Eduardi, A. G.: The effect of atmospheres on tuned circuits. *J. brit. Inst. Radio Engs. Bd. 16* (1956) Nr. 1, S. 30—39

DK 621.396.8
Hale, A. P.: Electrical Interference. *London 1956, Heywood. 148 S.*

Elektronenröhren

DK 621.385.3
Bedos, R., u. Jean, P.: Über einen besonderen Typ von Relaxationsschwingungen in Trioden. *C. R. Acad. Sci., Paris, Bd. 242* (1956) Nr. 2, S. 234—236 (Franz.)

DK 621.376.222.001.1:621.385.012
Forst, H.: Die Hochfrequenzleistung, Anwendung der Theorie auf eine Mischstufe mit bekannter nichtlinearer Kennlinie. *Frequenz Bd. 10* (1956) Nr. 9, S. 294—295, 11 B.

DK 621.385.032.42
Proetz, C.: Kanalkühlung, eine Siedekühlung von Hochleistungs-HF-Generator und Senderöhren. *Telefunken-Z. Bd. 29* (1956) Nr. 112, S. 87—92, 8 B.

DK 621.385.001.4
Reddon, G. D.: The control of thermionic valve envelope quality by thermal shock testing. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 345, S. 470—475, 11 B., 4 Tab.

DK 621.385.833
Trommelhold, L.: Das Potential einer Ladung innerhalb paralleler Platten und „Randeffekte“ bei Elektronenlawinen. *Z. Phys. Bd. 145* (1956) Nr. 3, S. 324—340, 9 B.

DK 621.386
Schnaafs, W.: Eine Röntgenblitzröhre zur Erzeugung von Röntgeninterferenzen in einer Mikroskonde. *Z. angew. Phys. Bd. 8* (1956) Nr. 6, S. 299—302, 2 B.

DK 621.388.27
Eckart, F.: Die Entwicklung der unfokussierten Sekundärelektronenvervielfacher. *Z. angew. Phys. Bd. 8* (1956) Nr. 6, S. 303 bis 312, 14 B.

DK 621.314.58.077.65:621.385.38.032.213

Beck, K. H.: Über die Schnellanheizzeit von Kathoden. *Elektrotechn. u. Maschb. Bd. 73* (1956) Nr. 14, S. 355—359

DK 621.385.38

Appel, H., u. Finfer, E.: Zündverzögerung und Auftauzeit der Entladung im Thyatron. *Z. angew. Phys. Bd. 8* (1956) Nr. 7, S. 322 bis 327, 10 B.

DK 621.385:621.395.51
Schneider, W.: Die Weitverkehrsöhre D3g, eine Pentode für Breitband-Kabel- und Breitband-Zwischenverstärker. *Siemens-Z. Bd. 30* (1956) Nr. 8, S. 371—379, 10 B., 3 Tab.

DK 621.385.002
Kretschell, V.: Die Technologie von Elektronenröhren besonderer Qualität. *Staloproudy Obz. Bd. 17* (1956) Nr. 3, S. 154 bis 156 (Tschech.)

DK 621.385.3
Tamburello, C.: Über die parabolischen Teile der Anoden-Kennlinien von Trioden und ihre technische Anwendung bei der Untersuchung von durch quadratische Beziehungen gesteuerten Vorgängen. *Electrotecnica Bd. 43* (1956) Nr. 2, S. 63—65 (Ital.)

DK 621.385.032.269.1
Müller, M.: New points of view in the design of electron guns for cylindrical beams of high space charge. *J. brit. Inst. Radio Engs. Bd. 16* (1956) Nr. 2, S. 83—94, 8 B.

Elektronenoptik

DK 621.385.833
Coupland, J. H.: Variation of contrast in electron microscope images with size of objective aperture. *Proc. phys. Soc. Bd. 69* (1956) Nr. 438 B, S. 642—646, 2 B.

DK 621.385.833
Durandean, P.: Expressions générales et courbes représentatives des caractéristiques électrooptiques des lentilles électroniques magnétiques. *C. R. Acad. Sci., Paris, Bd. 242* (1956) Nr. 13, S. 1710—1712, 2 B.

DK 621.385.833
Everitt, F.: Zur experimentellen Bestimmung der Brennweiten und Hauptebenen von asymmetrischen Elektronen-Einzel-linsen. *Optik Bd. 13* (1956) Nr. 9, S. 386 bis 398, 10 B.

Störung des Schallfeldes durch einen starren Zylinder

O. BROSZE

DK 534.611/.612:621.395.61

Stellt man einen starren Zylinder in ein ebenes Schallfeld, so tritt eine durch Beugungserscheinungen hervorgerufene Verzerrung des Schallfeldes in seiner Umgebung auf. Weiterhin erhält man an der Oberfläche des Zylinders auf der der Schallquelle zugewandten Seite eine Schalldruckerhöhung, deren Größe stark von dem Verhältnis der Wellenlänge zum Zylinderradius abhängt.

Wenn eine ebene Schallwelle auf einen schallharten Zylinder senkrecht auftrifft, erhält man für den Schalldruck der vom Zylinder reflektierten Welle nach Darstellung in Polarkoordinaten unter Weglassung des Zeitfaktors [1]

$$p_r = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos n\varphi [I_n(Kr) + iN_n(Kr)] \quad (1)$$

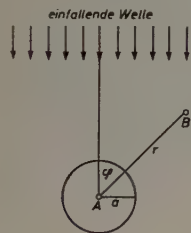


Bild 1. Zur Berechnung des Schallfeldes um einen Zylinder

Zur Vereinfachung der Rechnung wurde angenommen, daß der Zylinder unendlich lang sei. Der Radius des Zylinders sei a und r die Entfernung vom Zylinder bis zum Aufpunkt B (Bild 1). Der Winkel, unter dem die Schallwelle reflektiert wird, ist φ , K ist die Wellenzahl $2\pi/\lambda$, $I_n(Kr)$ die Besselfunktion und $N_n(Kr)$ die Neumannfunktion. Außerdem ist die Schnelle

$$v_r = iI_1(Kr) + \sum_{n=1}^{\infty} i^{n+1} [I_{n+1}(Kr) I_{n-1}(Kr)] \cos n\varphi \quad (2)$$

Die Schnelle der ungestörten Schallwelle ist

$$v_0 = iA_0 [I_1(Kr) + iN_1(Kr)] + \frac{i}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\varphi [I_{n+1}(Kr) - I_{n-1}(Kr) + iN_{n+1}(Kr) - iN_{n-1}(Kr)] \quad (3)$$

Auf dem Zylinder, nämlich für $a = r$, ist $v_0 + v_r = 0$. Aus dieser Beziehung läßt sich dann die Konstante A_n berechnen. Ist jetzt $v_0(r=a) = -v_r(r=a)$, so erhält man für

$$\begin{aligned} & iI_1(Ka) + i^2 \cos \varphi [I_2(Ka) - I_0(Ka)] + i^3 \cos 2\varphi [I_3(Ka) - I_1(Ka)] \\ & + i^4 \cos 3\varphi [I_4(Ka) - I_2(Ka)] + \dots = -\{A_0 [I_1(Ka) + iN_1(Ka)] \\ & + \frac{i}{2} A_1 \cos \varphi [I_2(Ka) - I_0(Ka) + iN_2(Ka) - I_0(Ka)] \\ & + \frac{i}{2} A_2 \cos 2\varphi [I_3(Ka) - I_1(Ka)] + i[N_3(Ka) - N_1(Ka)] \\ & + \frac{i}{2} A_3 \cos 3\varphi [I_4(Ka) - I_2(Ka) + i(N_4(Ka) - N_2(Ka))] + \dots\} \end{aligned}$$

Hieraus ergibt sich

$$\begin{aligned} A_0 &= -\frac{I_1(Ka)}{I_1(Ka) - iN_1(Ka)} \\ A_1 &= -\frac{2i[I_2(Ka) - I_0(Ka)]}{I_2(Ka)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_2 &= \frac{2[I_3(Ka) - I_1(Ka)]}{I_3(Ka) - I_1(Ka) + i[N_3(Ka) - N_1(Ka)]} \\ A_3 &= \frac{2i[I_4(Ka) - I_2(Ka)]}{I_4(Ka) - I_2(Ka) + i[N_4(Ka) - N_2(Ka)]} \\ A_n &= \frac{2i^{-n}[I_{n+1}(Ka) - I_{n-1}(Ka)]}{I_{n+1}(Ka) - I_{n-1}(Ka) + i[N_{n+1}(Ka) - N_{n-1}(Ka)]} \quad n \geq 1 \end{aligned}$$

Wenn man für

$$A_0 = -\frac{I_1(Ka)[I_1(Ka) - iN_1(Ka)]}{I_1^2(Ka) + N_1^2(Ka)} = \frac{I_1^2(Ka)}{I_1^2(Ka) + N_1^2(Ka)} + i \frac{N_1(Ka)I_1(Ka)}{I_1^2(Ka) + N_1^2(Ka)}$$

und für

$$p_r = A_0 [I_0(Kr) + iN_0(Kr)] + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\varphi [N_n(Kr) + iN_n(Kr)] \quad (5)$$

schreibt, so erhält man nach Einsetzen von A_0 und A_n in (5)

$$\begin{aligned} p_r &= -\left\{ \frac{I_1^2(Ka) N_0(Kr) + N_1(Ka) I_1(Ka) N_0(Kr)}{I_1^2(Ka) + N_1^2(Ka)} \right\} \\ & - i \left\{ \frac{I_1(Ka) N_0(Kr) - N_1(Ka) I_1(Ka) I_0(Kr)}{I_1^2(Ka) + N_1^2(Ka)} \right\} \\ & - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{i^n \cos n\varphi [I_{n+1}(Ka) - I_{n-1}(Ka)]}{I_{n+1}(Ka) - I_{n-1}(Ka) - i[N_{n+1}(Ka) - N_{n-1}(Ka)]} \cdot [I_n(Kr) - iN_n(Kr)] \quad (6) \end{aligned}$$

Zur Vereinfachung setzt man

$$Z_0(Ka) = \frac{N_1(Ka)}{I_1(Ka)} \quad \text{und} \quad Z_n(Ka) = \frac{N_{n+1}(Ka) - N_{n-1}(Ka)}{I_{n+1}(Ka) - I_{n-1}(Ka)}$$

Dann ergibt sich schließlich für das vom Zylinder reflektierte Schallfeld

$$\begin{aligned} p_r &= -\frac{I_0(Kr) + Z_0(Ka) N_0(Kr)}{1 + Z_0^2(Ka)} - i \frac{N_0(Kr) - Z_0(Ka) I_0(Kr)}{1 + Z_0^2(Ka)} \\ & - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{i^n \cos n\varphi}{1 + Z_n^2(Ka)} \{ I_n(Kr) + Z_n(Ka) N_n(Kr) \\ & + i[N_n(Kr) - Z_n(Ka) I_n(Kr)] \} \quad (7) \end{aligned}$$

Das ungestörte Schallfeld p_0 und das Störschallfeld p_r ergeben das gesamte Schallfeld

$$p = p_0 + p_r$$

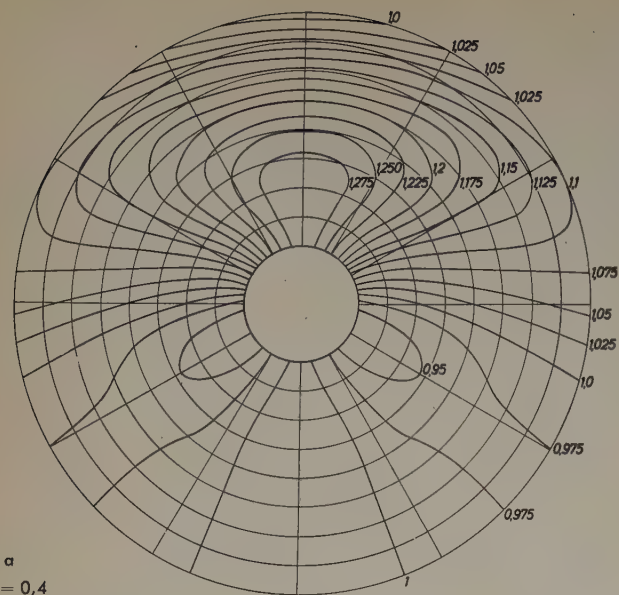
Wenn man die ungestörte Druckamplitude des Strahlers gleich eins setzt, so erhält man für das gesamte Schallfeld

$$p = e^{-iKr \cos \varphi} \frac{I_0(Kr) + Z_0(Ka) N_0(Kr)}{1 + Z_0^2(Kr)} - \frac{i N_0(Kr) - Z_0(Ka) I_0(Kr)}{1 + Z_0^2(Ka)} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{i^{-n} \cos n \varphi}{1 + Z_n^2(Ka)} \{ I_n(Kr) + Z_n(Ka) N_n(Kr) - i [N_n(Kr) - Z_n(Ka) I_n(Ka)] \} \quad (8)$$

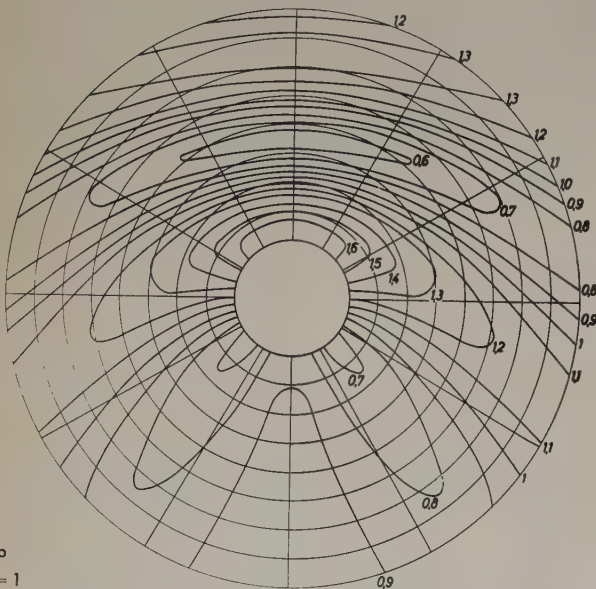
Um einen Überblick zu geben, wie sich das Schallfeld um Zylinder verschiedener Größe verhält, werden nach obiger Formel verschiedene Beispiele gerechnet. Es wurden die Schallfelder um die Zylinder mit den Radien $Ka = 0,4, 1, 2, 4, 6, 8$ und 10 berechnet.

Für den Zylinder mit dem Radius $Ka = 0,4$ ist der Schalldruck für folgende Punkte berechnet worden: $Kr = 0,4, 0,6, 0,8, \dots, 2$ mit den Winkeln $\varphi = 0^\circ, 10^\circ, 20^\circ, \dots, 180^\circ$; für die Zylinder mit den Radien $Ka = 1$ für die Punkte $Kr = 1, 1,4, 1,8 \dots 5$, mit $Ka = 2$ für die Punkte $Kr = 2, 3, 4 \dots 10$ und mit $Ka = 4$ für die Punkte $Kr = 4, 5, 6 \dots 20$

② a
 $Ka = 0,4$



② b
 $Ka = 1$



② d
 $Ka = 4$

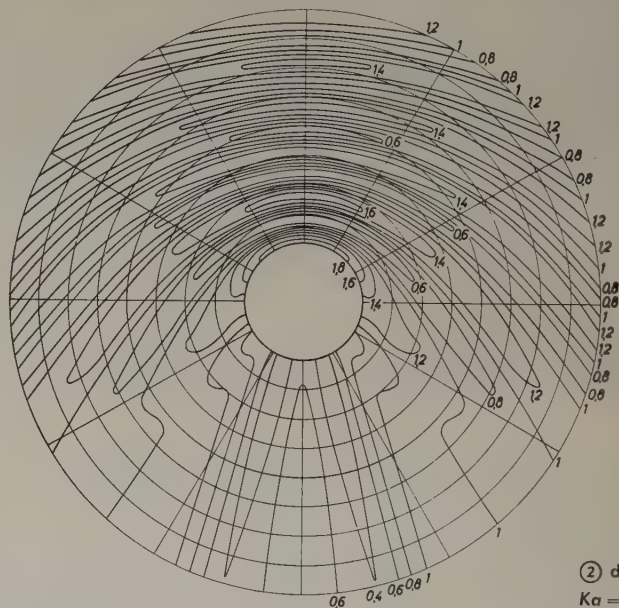
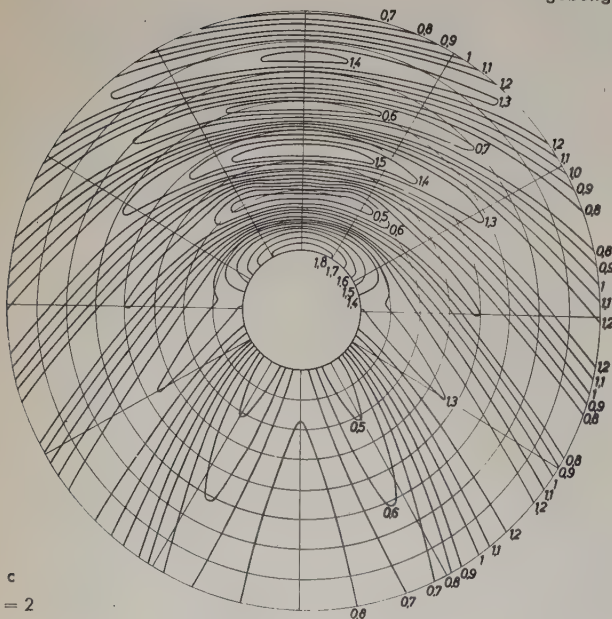
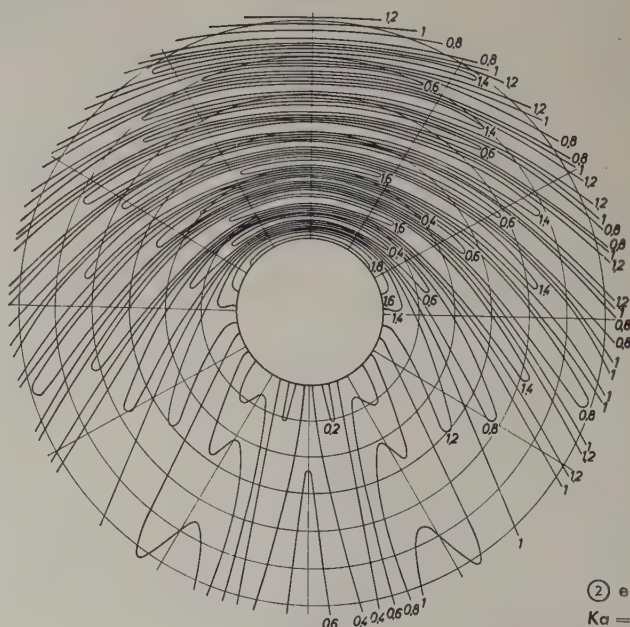


Bild 2.
Kurven konstanten Schalldrucks in der
Umgebung eines starren Zylinders

② c
 $Ka = 2$



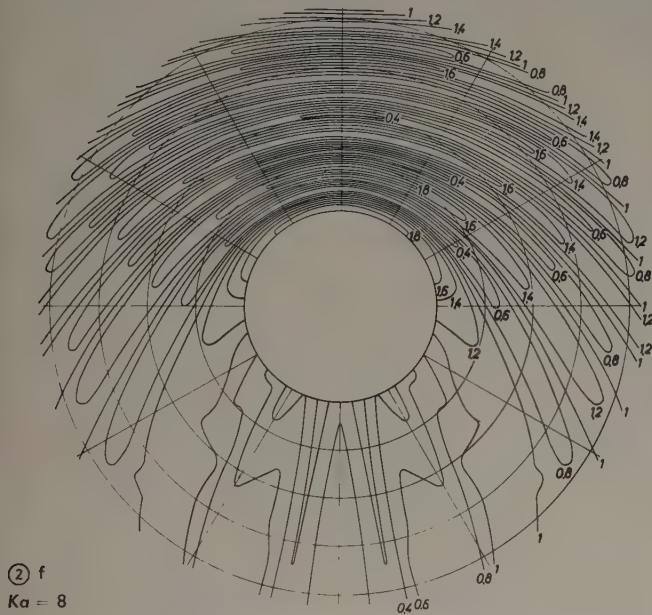
② e
 $Ka = 6$



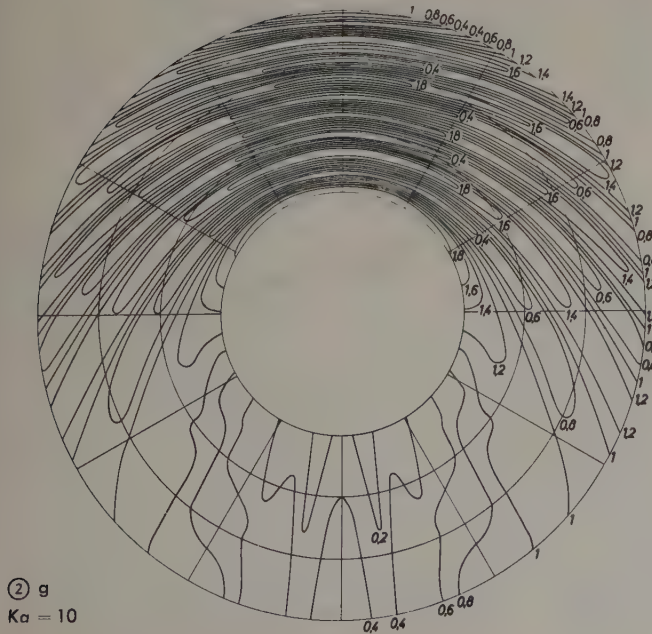
mit denselben Winkeln wie oben. Da die Schalldruckschwankungen mit zunehmendem, d. h. mit größer werdendem Verhältnis der Wellenlänge zum Zylinderradius, stärker wurden, sind für $Ka = 6$, 8 und 10 die Punkte $Kr = 6, 7, 8 \dots 25$, $Kr = 8 \dots 25$ und $Kr = 10 \dots 25$, jedoch mit den Winkeln $\varphi = 0^\circ, 5^\circ, 15^\circ \dots 50^\circ, 60^\circ, 70^\circ \dots 130^\circ, 135^\circ, 140^\circ, 145^\circ \dots 180^\circ$, berechnet worden.

Die errechneten Werte für den Schalldruck wurden dann jeweils auf Millimeterpapier mit rechtwinkligen Koordinaten aufgetragen. Die Ordinate bezeichnete die Kr -Werte, während die Abzisse die φ -Werte angab. Durch grafische Interpolation wurden dann Punkte gleicher Schalldruckamplitude miteinander verbunden. Die auf diese Art erhaltenen Kurven wurden weiter auf Polarkoordinatenpapier übertragen. Die Ergebnisse sind in Bild 2a...g dargestellt. Die größten Werte liegen immer auf der Kugeloberfläche ($Ka = Kr$) gegenüber der Schallquelle ($\varphi = 0$), bis auf eine Ausnahme, nämlich bei dem Zylinder $Ka = 0,4$, bei dem das Maximum bei $\varphi = 0^\circ$ und $Kr = 2$ liegt. Diese Abweichung wurde ebenfalls im Schallfeld einer Kugel mit demselben Radius festgestellt.

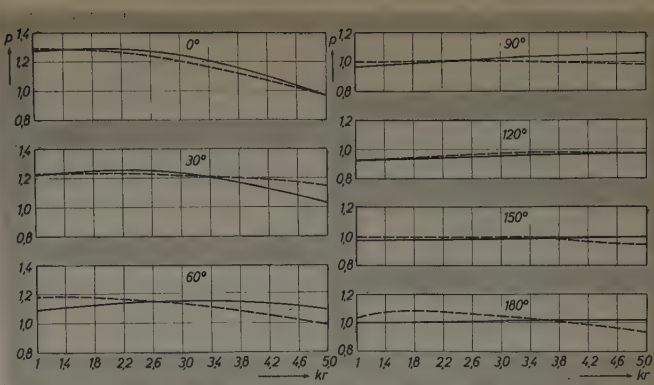
Der größte berechnete Schalldruck liegt bei 1,98 und der niedrigste bei 0,13, beide für den Zylinder $Ka = 10$. Bei diesem Zylinder ist die Abweichung zwischen gestörter und ungestörter Amplitude für $Kr = 2,5$ immer noch größer als 60%, bei $Ka = 8$ für $Kr = 3$ ebenfalls 60%. Bei kleinerem Ka nimmt die Abweichung zwar ab,



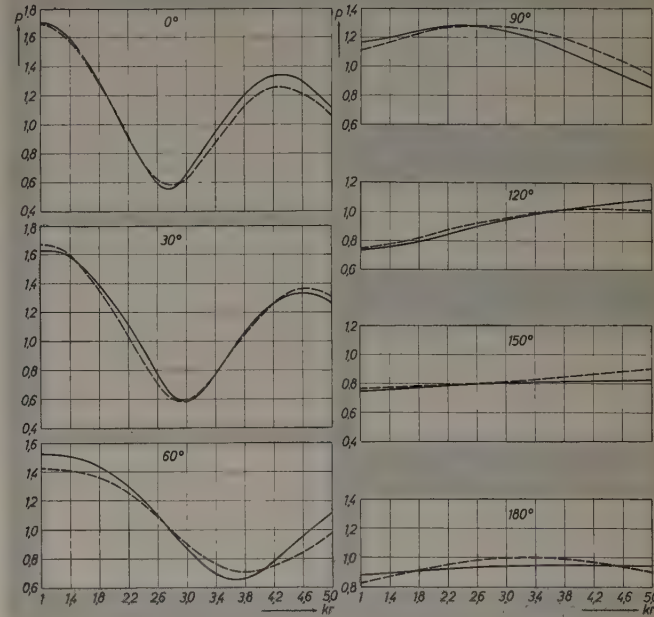
② f
 $Ka = 8$



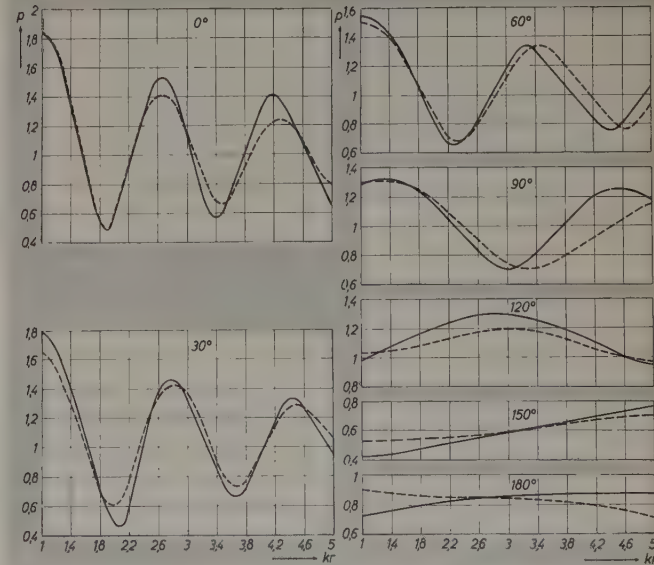
② g
 $Ka = 10$



③ a $Ka = 0,4$



③ b $Ka = 1$

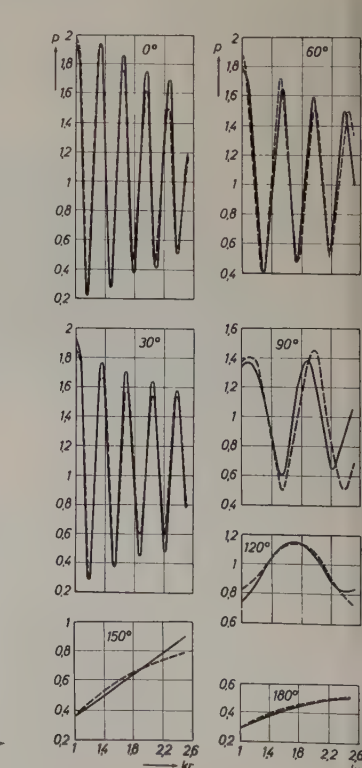
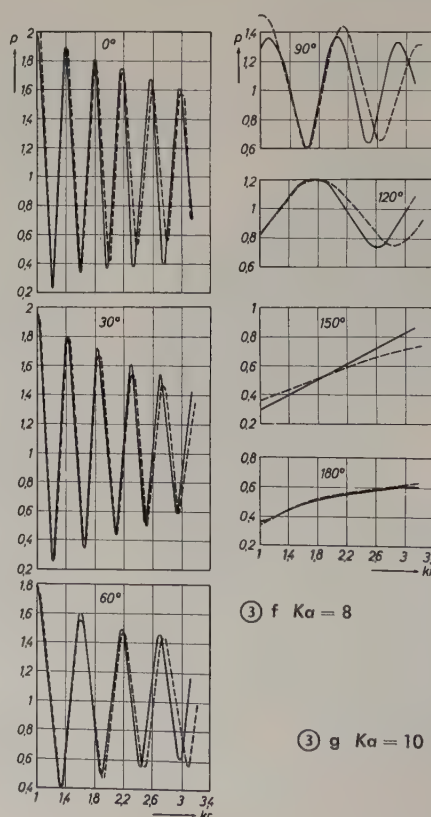
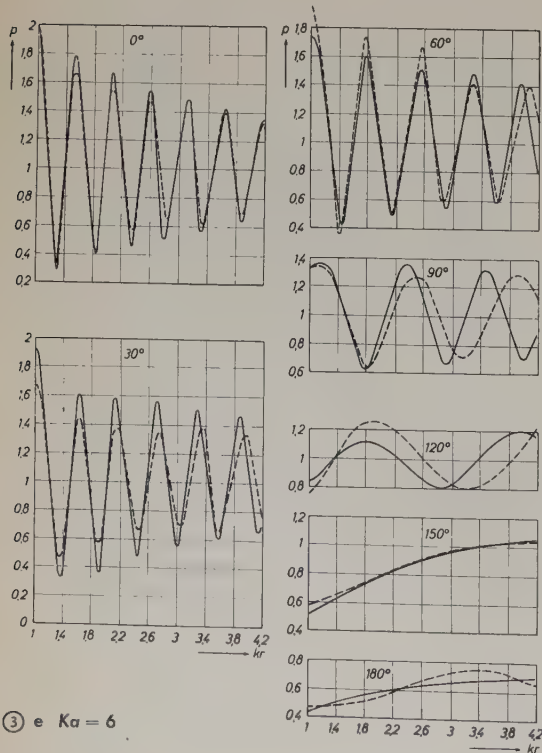
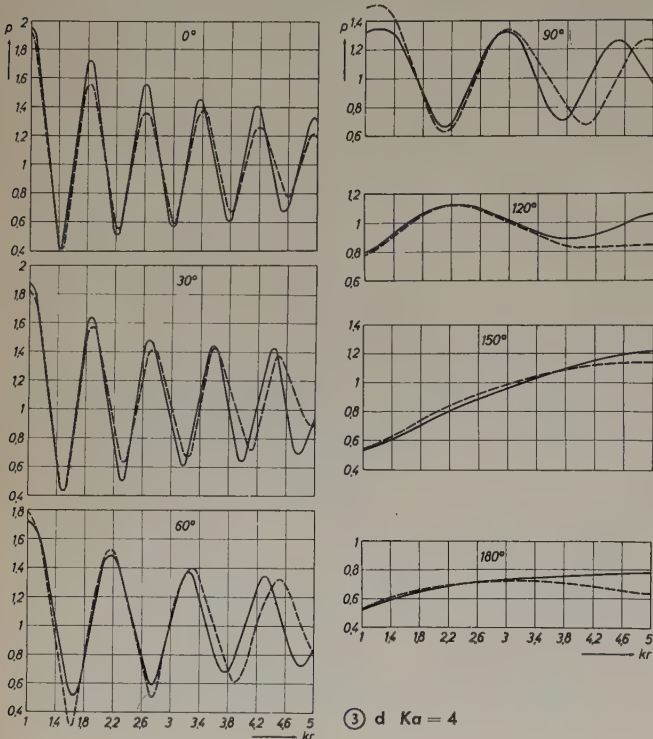


③ c $Ka = 2$

Bild 3. Schalldruckamplitude in Abhängigkeit von Kr für die Winkel $\varphi = 0^\circ, 30^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$ (— berechnet, --- gemessen)

erreicht aber bei $Ka = 1$ immer noch 35%. Die Störung des Schallfeldes in der Nähe des Zylinders ist also recht beträchtlich.

Zur Prüfung der Rechnung wurden in einem schalltoten Raum Messungen durchgeführt. Es wurde dazu ein Blechzylinder benutzt, dessen Radius 15 cm und dessen Länge 230 cm war. Er berührte oben sowie unten die Steinwolleauskleidung des schalltoten Raumes am Fußboden und an der Decke. Das Schallfeld wurde mit einem Rohrmikrofon abgetastet, das beweglich an einer Schiene an der Decke des schalltoten Raumes befestigt war. Der Schalldruck wurde mit Hilfe eines Tintenschreibers aufgezeichnet, der direkt mit dem Antrieb des Mikrofones gekuppelt war. So konnte man den Schalldruck in Abhängigkeit von der Entfernung vom Zylinder (Kr) sofort ablesen [2]. Die Entfernung des Lautsprechers vom Zylinder betrug

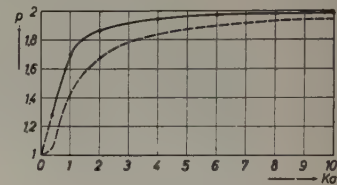


bei $\varphi = 0^\circ$ und $\varphi = 180^\circ$ 4,50 m, bei $\varphi = 90^\circ$ jedoch nur 2,75 m. Da die Führungsschiene für das Mikrofon festlag, mußte der Lautsprecher jeweils nach dem Winkel φ umgestellt werden. Gemessen wurde für die Winkel $\varphi = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ$ und 180° . Die Messung ergab eine gute Übereinstimmung mit dem theoretischen Resultat. Die größten Abweichungen lagen immer bei $\varphi = 90^\circ$. Der Fehler ist auf die zu kleine Entfernung Schallquelle—Zylinder zurückzuführen. Die Abweichungen sind im allgemeinen nicht größer als bei Messungen, die vordem [2] mit einer starren Kugel angestellt wurden. Man kann annehmen, daß es für eine gute Übereinstimmung mit der Theorie schon genügt, an einem Zylinder zu messen, dessen Länge groß zur Wellenlänge der einfallenden Schallwelle ist.

In Bild 3a...g sieht man, daß die Druckamplitude vor dem starren Zylinder wie bei Reflexion an einer ebenen starren Wand schwankt, nur nehmen die Schwankungen mit größer werdendem Abstand von dem Zylinder ab. Auffällig sind jedoch die Amplitudenschwankungen noch bei dem Winkel von $\varphi = 90^\circ$ und $\varphi = 120^\circ$. Die Maxima und Minima aller dieser Kurven liegen an denselben Stellen wie bei der Kugel, nur sind die Amplitudenwerte beim Zylinder größer. Die Amplitudenschwankungen nehmen auch nicht so schnell ab wie bei der Kugel.

Der Schalldruck auf der Zylinderoberfläche gegenüber der Schallquelle ($\varphi = 0$) ist stark von dem Zylinderradius oder der Wellenlänge abhängig. Er beträgt für den Zylinder $Ka = 0,4$ bereits 1,28 und steigt für $Ka = 10$ sogar bis 1,98 an. Der Anstieg ist, wie zu erwarten war, steiler als bei der Kugel mit dem gleichen Radius (Bild 4).

Bild 4. Schalldruckamplitude auf der Zylinderoberfläche gegenüber der Schallquelle ($\varphi = 0^\circ$) in Abhängigkeit vom Zylinderradius (— — — desgleichen für eine Kugel)



Schrifttum

- 1) ● Morse, P. M.: Vibration and sound. New York 1948, McGraw-Hill Book Comp.
- 2) Brosze, O.: Störung des Schallfeldes in der Umgebung einer starren Kugel. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) Nr. 3, S. 112
- 3) ● Stenzel, H.: Leitfaden zur Berechnung von Schallvorgängen. Berlin 1939, J. Springer
- 4) Wiener, F. M.: Sound diffraction by rigid spheres and circular cylinders. J. acoust. Soc. Amer. Bd. 19 (1947) Nr. 3, S. 444

(eingegangen am 22. März 1956)

Neue Farbfernseh-Bildröhre mit Zwillingselektronenstrahl

DK 621.397.9:621.385.832

In den USA ist nach jahrelangen Versuchen eine neuartige Bildröhre auf dem Markt erschienen. Obwohl diese Röhre bei geringen Änderungen an den Stromkreisen des Farbbildempfängers mit den Normen der amerikanischen FCC vereinbar ist, wurde bei ihrer Entwicklung ein ganz neuer Weg beschritten.

Die bisherigen Farbbildröhren sind als die RCA- und die Lawrence-Röhre bekannt. Die RCA-Röhre hat drei Strahlerzeugungssysteme, je eins für die roten, blauen und grünen Farb-Leuchtstoffpunkte des Bildschirms. Bei der Lawrence-Röhre wird ein einziger Elektronenstrahl sinusförmig über die Farbstreifen des Bildschirms gelenkt. Hierzu ist nun die neue Apple-Röhre gekommen, wie sie in den USA genannt wird.

Der Schirm der Apple-Röhre trägt senkrechte Streifen aus rot-, blau- und grünphosphoreszierenden Leuchtstoffen. Je drei Streifen aus den Primärfarben Rot, Blau und Grün bilden einen sogenannten Farbdrilling. Da die Streifen sehr schmal sind, ist die Anzahl der Farbdrillings entsprechend groß. Während der Elektronenstrahl bei normaler Zeilenfrequenz über die Farbdrillings gleitet, wird er in der Stromdichte so moduliert, daß die auf dem Bildschirm auftreffenden Elektronen jeweils den Leuchtstoff anregen, der dem gesendeten Bildinhalt entspricht. Besteht der Bildinhalt beispielsweise aus einer einzigen roten Fläche, so erregt der Elektronenstrahl nur den roten Leuchtstoff, während er beim Erreichen der grünen und blauen Streifen praktisch abgeschaltet wird. Da die Breite eines Farbdrillings unter dem Auflösungsvermögen des menschlichen Auges liegt, sieht der Betrachter wiederum nur eine rote Fläche. Die bei der hohen Modulationsfrequenz des Elektronenstrahls erforderliche Genauigkeit wird — außer durch eine besonders ausgeprägte Punktschärfe — durch einen „Zwilling“ des Elektronenstrahls bewirkt, der dem letzteren genau folgt und nur die Aufgabe hat, den jeweiligen Augenblicksort des allein „schreibenden“ Elektronenstrahls festzustellen, d. h. seiner Spur zu folgen. Schreibstrahl und Spurstrahl treffen also stets genau denselben Farbstreifen, und die Modulation des Schreibstrahls hängt nun nicht nur vom Fernsehsignal des Senders ab, sondern auch vom Signal des Spurstrahles. Das eigentlich Neue an diesem Verfahren ist demnach der Spurstrahl und die Verwendung des von ihm erzeugten Signals zu Steuerzwecken. Demgemäß weist die Schaltung des Empfängers relativ geringe Unterschiede zu der eines gewöhnlichen Schwarz-Weiß-Empfängers auf. Der Grundsatz der Compatability, d. h. die Möglichkeit des Empfangs auch von Schwarz-Weiß-Sendungen, ist normgerecht sichergestellt und beruht auf der bekannten Mischung der Primärfarben zu allen beliebigen Graustufen.

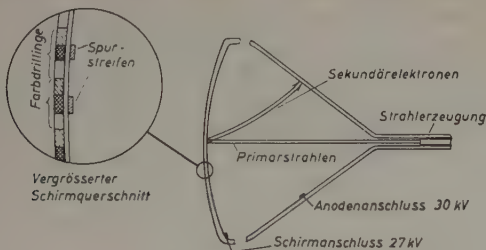


Bild 1. Schematische Darstellung der Apple-Röhre, von oben gesehen

Der Spurstrahl hat ein gleichbleibendes Potential, das zwar weit kleiner ist als das des Schreibstrahls, jedoch immerhin einen gewissen Einfluß auf den Kontrast hat. Das Bild ist allgemein ständig mit etwa $\frac{1}{2}$ foot-lambert (also etwa 5 lx) ausgeleuchtet; bei Spitzlichtern beträgt das Kontrastverhältnis 80:1. Die Aufgabe des Spurstrahls ergibt sich durch die Betrachtung folgender Einzelheiten. Natürlich muß der Schreibstrahl selbst die Quelle der Information über seinen jeweiligen Augenblicksort bilden. Während er über das gesamte Raster abgelenkt wird, kreuzt er nicht nur die Farbdrillings, sondern auch sogenannte Spurstreifen, die parallel zu jedem Farbdrilling auf der Frontplatte der Bildröhre aufgebracht sind. Das Material des Spurstreifens hat eine weit höhere Sekundäremission, als die Aluminiumschicht des Bildschirms. Die Sekundärelektronen werden, wie in Bild 1 angedeutet, aufgefangen und verstärkt, und sie ergeben ein Signal, dessen Frequenz die gleiche ist, mit der der Schreibstrahl zur Erzeugung des Farbbildes moduliert werden muß.

Die Form dieses Signals ist aus Bild 2 ersichtlich. Sie entspricht der Abhängigkeit der Sekundäremission von dem Ort des Schreibstrahls. Bei

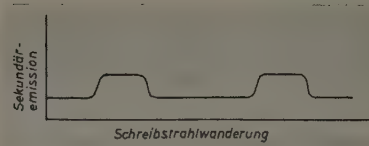


Bild 2. Sekundärstrom beim Überschreiben der Spurstreifen mit gleichbleibendem Strahlstrom

einem Schreibstrahl gleichbleibender Amplitude läßt sich diese Abhängigkeit durch eine Fouriersche Cosinusreihe ausdrücken

$$A + A_1 \cos \Theta + A_2 \cos 2\Theta + A_3 \cos 3\Theta + \dots$$

wobei lediglich der Ausdruck $A_1 \cos \Theta$ von Interesse ist, der für die Grundfrequenz steht. Wenn die Phase dieser Grundfrequenzkomponente erhalten bleibt, reicht diese Information über das Spursignal vollkommen aus. Amplitudenunterschiede werden durch Begrenzerstufen ausgeglichen.

Da nun aber der Schreibstrahl seine Amplitude ständig ändert, so wie sich die Farbe und Helligkeit der übertragenen Bildpunkte ändern, enthält das Spursignal eine Wechselkomponente in jeder möglichen Phasenlage zum gewünschten Spursignal. Deshalb ist das letztere nicht direkt brauchbar, sondern es wird eben der Spurstrahl eingeführt. Der Spurstrahl hat eine gleichbleibende Amplitude einer Frequenzkomponente, die den Namen Spurträger erhalten hat. Der Spurträger liegt in der Frequenz über denen des Fernseh- und Farbfrequenzbereiches. Durch die Überlagerung dieser Frequenz mit der Spursignalfrequenzkomponente $A_1 \cos \Theta$ entstehen zwei Seitenbänder, deren jedes die gewünschte Information über die Phasenlage enthält.

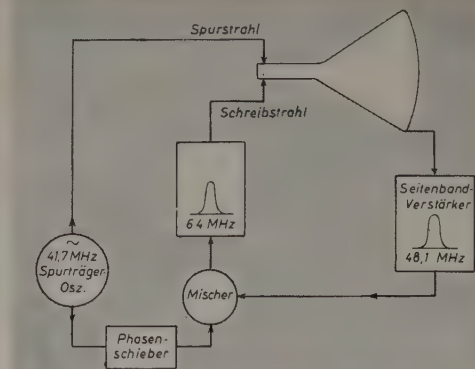


Bild 3. Vereinfachtes Blockschaltbild für Einfarbenwiedergabe

Das so erhaltene Spursignal wird nun mit dem Fernsehsignal gemischt und auf die Schreibfrequenz umgesetzt, d. h. die Frequenz, mit der der Schreibstrahl die Farbdrillings kreuzt.

Bild 3 zeigt das Schaltschema. Die Frequenz 41,7 MHz des Spurosensors wird an das Gitter des Spurstrahlsystems gelegt. Das nutzbare Seitenband von 48,1 MHz wird im Seitenbandverstärker verstärkt und dem Mischer zugeführt, wo die Überlagerung mit der Spurosensortfrequenz das 6,4-MHz-Signal für das Gitter des Schreibstrahls erzeugt.

Das empfangene Farbsignal mit dem Hilfsträger von 3,58 MHz entsprechend der Farbnorm muß nun auf die Frequenz von 6,4 MHz umgesetzt werden, die sich aus der Farbdrillingstruktur ergibt. Hierzu wird das Gleichlaufsignal des Hilfsträgers mit einer Oszillatorfrequenz überlagert, die der Frequenz des benötigten Spurträgers minus 3,58 MHz entspricht, so daß die Frequenzdifferenz den gewünschten Spurträger ergibt, der für das Gitter benötigt wird. Der Spurträger für die Mischstufe nach Bild 3 entsteht durch das Mischen derselben Oszillatorfrequenz mit dem Farbhilfsträger. So erhält man am Mischer Ausgang die Schreibfrequenz, die der Struktur des Bildschirms entspricht, jedoch die Phasen- und Amplitudenänderungen des ursprünglichen Farbsignals aufweist.

Bei der Entwicklung der Apple-Röhre wurde angestrebt, die Einhaltung der hier besonders genauen und kleinen Toleranzen vom umständlichen Abgleich jeder einzelnen Röhre im Gerät auf die Fertigung zu verlegen, wobei eine einmalige genaue Einstellung viel Arbeit an der einzelnen Röhre ersparen kann. Tatsächlich kommt das Apple-System mit der relativ geringsten Zahl von Einstellungen und Bedienungsknöpfen aus. Um so interessanter sind die Fertigungsmaßnahmen. Inzwischen haben Lebensdauerprüfungen an mehreren hundert Röhren ergeben, daß die Apple-Röhre eine Mindestlebensdauer von 10000 Stunden hat, ohne erheblicher Korrekturmaßnahmen zu bedürfen.

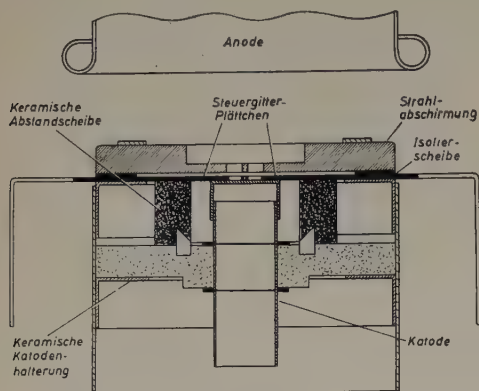


Bild 4. Skizze der Teile des Elektronenstrahlsystems

Bild 4 gibt eine einfache Darstellung des Strahlerzeugungssystems, das im Hinblick auf größte Punktschärfe entwickelt wurde. Das Ziel wurde durch einen sehr geringen Abstand zwischen Katode und Gitter erreicht, der durch eine doppelseitig geläppte Keramikscheibe eingehalten wird. Die Öffnung des Schreibstrahlgitters hat 0,5 mm \varnothing , die Spurstahlöffnung 0,36 mm \varnothing . Die Gitteröffnung wurde durch Versenken der Bohrung elektrisch dünn gestaltet; der Rand der Öffnung ist nur 0,025 mm dick. Diese Maßnahmen führten zu der gewünschten äußersten Punktschärfe im Brennpunkt, der mit elektronenoptischen Mitteln auf den Schirm projiziert wird.

Eine weitere Forderung war, daß beide Elektronenstrahlen äußerst dicht zusammenliegen müssen, da ja der eine ständig Auskunft über die örtliche Lage des anderen geben soll. Es wurden eine gemeinsame Katode und zwei getrennte Steuerleiter verwendet, die in einer Ebene und deren Öffnungen an ihren Enden liegen. Der Abstand zwischen diesen Elektroden ist 0,05 mm, der Abstand von Mitte zu Mitte der Öffnungen 0,7 mm. Im Betrieb liegt der Spurstahl unter dem Schreibstrahl, beide überqueren gemeinsam jeden Farbstreifen des Röhrenschirms.

Schließlich mußte noch die Forderung erfüllt werden, daß die Steuerungspannung des einen Strahls nicht die Intensität oder die Lage des anderen beeinflusst. Dieses „Nebensprechen“ konnte durch eine Abschirmung verhindert werden, die sich direkt über den Gitteröffnungen befindet. Sie besteht aus einer dünnen Platte mit zwei kleinen Bohrungen und einem vertikalen Steg zwischen den Bohrungen. Der Steg befindet sich zwischen den beiden Elektronenstrahlen dicht über den Gitteröffnungen und entkoppelt die Strahlen wirksam.

Der Abstand der farbigen Leuchtstoff-Streifen voneinander ist gleich der Streifenbreite, und dieser Zwischenraum ist mit einer Schutzschicht aus nichtleuchtendem Material dunkler Körperfarbe ausgefüllt, das beträchtlich zur Verbesserung der Farbsättigung und des Kontrastes bei normaler Umgebungsbeleuchtung beiträgt. Die Wirkung der drei Leuchtstoffe und der Zwischenstreifen ist so abgestimmt, daß das Beschreiben mit einem unmodulierten Strahl ein gleichmäßig weißes Bild erscheinen läßt. Alle Streifen haben eine von der Mitte nach den Seiten des Bildschirms leicht zunehmende Krümmung von der Form einer Kissenverzerrung, wodurch gewisse durch das Ablenkfeld hervorgerufene Verzerrungen der Bildecken ausgeglichen werden.

Das Aufbringen der Streifen auf der Innenseite der Röhre erfolgt auf fotografischem Wege unter Verwendung von Polyvinylalkohol, der durch ein Dichromat lichtempfindlich gemacht wird.

Um die Fertigungstoleranzen der Glaskolben auszuschalten oder selbst Kolben mit weiteren Toleranzen verwendbar zu machen, wird die Streifenstruktur durch ein optisches System auf den Bildschirm projiziert, das möglichst getreu den Verlauf der Elektronenstrahlen kopiert. Bild 5 zeigt eine Skizze dieser Einrichtung. Das Objektiv liegt mit seiner optischen Mitte im Ablenkpunkt der Elektronenstrahlen. Damit die Belichtung der Fotoschicht durchgeführt werden kann, ist der Kolben dort offen, wo später der Röhrenhals mit seiner Erweiterung von 50 mm \varnothing angeschmolzen wird. Zum Belichtungsgerät gehören eine Hochdruck-Quecksilberdampf-

lampe als Lichtquelle, eine große Sammellinse, ein Weitwinkelobjektiv, eine Aufspannvorrichtung für den Kolben und eine Führungsschablone größter Präzision für die Lichtstrahlen, sämtlich — außer der Lichtquelle — Sonderentwicklungen, jedoch unter Anwendung herkömmlicher technischer Mittel. Zum Aufspannen des Kolbens dienen sechs Hartstahlkugeln (drei unter dem Bildschirm, zwei an der Längsseite, eine an der Kurzseite des Kolbens), die genaues Wiederaufspannen desselben gewährleisten. Die Verwendung dieser Vorrichtung, die Stabilität des gesamten Geräts und die Präzision der Führungsschablonen sind Voraussetzungen für die relativ einfache Schirmfertigung, unter denen lediglich die Herstellung der Führungsschablonen mit der vorgegebenen Verzerrung hohe Anforderungen an die Entwicklungstechniker stellte.

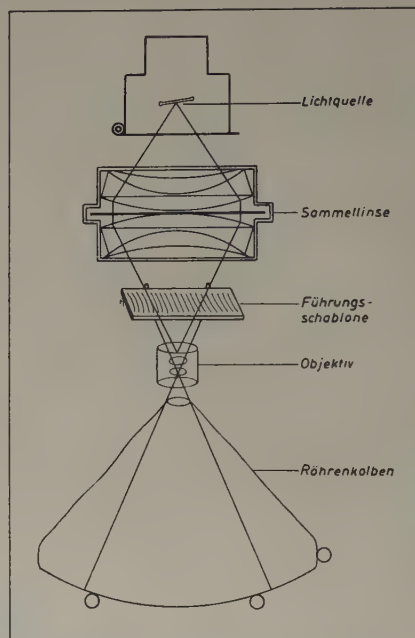


Bild 5. Projektionssystem der Apple-Röhre

Nach der Belichtung wird die jeweils angewandte Leuchtstofflösung eingebracht, getrocknet und weggespült. Die unbelichtete Schicht läßt sich leicht fortwaschen und nimmt dabei die auf ihr liegende Leuchtstoffschicht mit; die belichtete Schicht bleibt und hält eine gleichmäßig dicke Schicht des Leuchtstoffes fest. Die dunkelfarbenen Schutzstreifen werden zuerst aufgebracht, dann erst nacheinander die roten, blauen und grünen Streifen, die den Zwischenraum zwischen den Schutzstreifen voll ausfüllen.

Nach der Aluminiumisierung des Schirms in der üblichen Weise werden die bereits erwähnten Spurstreifen aus Magnesiumoxyd durch die gleiche Technik wie die Farbstreifen auf dem Schirm hergestellt, wobei eine besondere Führungsschablone verwendet wird. Vorher wird auf die Aluminiumschicht eine dünne Lage organischen Lackes aufgetragen, um das Aluminium vom Magnesiumoxyd zu isolieren. Die Breite der Spurstreifen verhält sich zu der Breite der dazwischenliegenden Alu-Streifen wie 4:6.

An der Aluminiumschicht liegt eine Spannung von 27 kV, an der Kohlenstoffschicht des Kolbenkonus eine von 30 kV. Die höhere Spannung der Kohleschicht saugt die Sekundärelektronen an, die zum Messen des Schreibstrahlortes dienen.

Für die Hochspannungsseite des Empfängers wurde eine besondere Dämpfungsröhre entwickelt, die L-1379. Als 27-kV-Regelröhre dient eine L-1360, als 30-kV-Regelröhre eine L-1359. Außer den hier beschriebenen Stromkreisen weist die Schaltung keine Besonderheiten gegenüber handelsüblichen Farbmultiplexern auf, sie bietet jedoch eine große Anzahl von Kombinationsmöglichkeiten.

Schrifttum

- [1] Clapp, R. G., Creamer, E. M., Moulton, S. W., Partin, M. E., u. Bryan, S. S.: A new beam-indexing color television display system. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1108—1114
- [2] Barnett, G. F., Bringley, F. J., Parsons, S. L., Pratt, G. W., u. Sadowsky, M.: A beam-indexing color picture tube — the Apple tube. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1115—1119
- [3] Bloomsburgh, R. A., Boothroyd, W. P., Fedde, G. A., u. Moore, R. C.: Current status of Apple receiver circuits and components. Proc. Inst. Radio Engs. Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1120—1124

Professor Fritz Schröter zum 70. Geburtstag



Wer in den vergangenen Monaten Gelegenheit hatte, mit Herrn Professor Fritz Schröter technische oder wissenschaftliche Probleme zu diskutieren, war immer wieder überrascht von der geistigen Frische und dem fast jugendlichen Elan, mit dem der Siebzigjährige sich allen Problemen gegenüber aufgeschlossen zeigte. Nie hatte man den Eindruck, einem Siebzigjährigen gegenüberzusitzen, sondern vielmehr einem Forscher und Gelehrten auf der Höhe seiner Schaffenskraft.

Der am 28. Dezember 1886 in Berlin Geborene studierte an den Technischen Hochschulen Lausanne und Berlin Physikalische Chemie und Elektrotechnik. Nach Abschluß des Studiums wandte er sich der Erforschung der Glimmentladung zu und konnte seit 1915 als Chef der Studienabteilung bei *Pintsch* wesentlich zur Entwicklung der Glimmlampe und des Kaltkathoden-Thyratrons beitragen. Arbeiten über den Glimmverstärker brachten ihn bald mit der *Telefunken GmbH* zusammen, bei der er 1923 als Direktor der Technischen Abteilung unter Graf Arco eintrat. Die damals noch junge Bildtelegrafie ließ ihn — weit vorausschauend — das Fernsehen als großes Ziel zukünftiger Entwicklung erkennen. Aus der engen Zusammenarbeit mit Professor Karolus, Leipzig, auf den Gebieten Bildtelegrafie und Tonfilm entstanden die Voraussetzungen für die erste Bildtelegrafieverbindung zwischen Berlin und Wien über Kabel, der 1925 zunächst die drahtlose Verbindung von Königs Wusterhausen nach Wien und später nach Rom und Moskau sowie die Überseeverbindungen nach Rio de Janeiro und Nanking folgten.

Seit 1926 galt sein besonderes Interesse der Entwicklung des Fernsehens, zunächst noch mit Kerr-Optik und Spiegelrad. Schon bald erkannte Schröter aber die große Bedeutung der Braunschen Röhre als tragfähigem Bildträger. Ab 1928 gemeinsam mit Professor Schiede, Greifswald, angestellte Versuche führten 1930 zur ersten Publikation über dieses Verfahren. Im selben Jahr bereits wurde Schröter das heute allgemein benutzte Zeilensprungverfahren patentiert. Zusätzlich zu seinen Arbeiten in der Industrie las der Jubilar seit 1931 als Honorar-Professor an der Technischen Hochschule Berlin-Charlottenburg über Elektro-Optik und Gasentladungen.

Markante Punkte seines fernerer Lebensweges sind unter anderem der 1932 entstandene erste *Telefunken*-Empfänger mit gasgefüllter Braunscher Röhre, den ab 1933 neue Fernsehempfänger mit Hochvakuum-Kathodenstrahlröhren ablösten, sowie die — unabhängig von anderen Entwicklungen im Ausland — auf die grundlegenden Arbeiten Zworykins aufbauende Entwicklung des Superikonoskops, das bei den Fernsehübertragungen anlässlich der Olympischen Spiele 1936 Verwendung fand. Die Bedeutung der Ultrakurzwellen als hochfrequentem Träger für Videosignale erkannte Schröter bereits sehr bald und schlug schon 1926 den Einsatz von UKW-Sendern hierfür vor. Der anlässlich der Olympiade 1936 gebaute Berliner Fernsehsender stammte aus seinem Labor. Die Entwicklung der heute fast ausschließlich in allen Ländern benutzten rechteckigen Bildröhre erhielt durch seine Arbeiten starke Impulse, und seiner Initiative ist es wesentlich mit zu verdanken, daß bereits der 1938 von der deutschen Industrie entwickelte Einheitsfernsehempfänger mit einer solchen Röhre bestückt werden konnte.

Nach dem Kriege arbeitete Schröter in Paris an den Vorschlägen für die Internationale Fernschnorm mit. Von 1950 bis 1955 stand er als Professor am Instituto Nacional de Electronica in Madrid im Dienste der Forschung und der Ausbildung spanischer Wissenschaftler. Seit 1955 ist er wieder als wissenschaftlicher Berater im *Telefunken*-Forschungsinstitut in Ulm tätig und Mitglied der *Arbeitsgemeinschaft für Forschung des Landes Nordrhein-Westfalen* sowie des *Ausschusses für Funkordnung*. Neben seinen Arbeiten auf dem Gebiet der Physik kürzester Wellen, des Farbfernsehens und der Speicherung von Impulsen auf Magnetband ist ihm aber die Ausbildung des akademischen Nachwuchses eine Herzensangelegenheit, der er sich im Rahmen seines Lehrauftrages für Elektronenoptik an der Universität Bonn mit der ihm eigenen Gründlichkeit widmet.

Mögen Professor Fritz Schröter, dem geistig stets junggebliebenen Forscher und akademischen Lehrer, noch viele Jahre ungebrochener Schaffenskraft im Dienste der deutschen Wissenschaft und der Ausbildung des akademischen Nachwuchses beschieden sein.

Erich Vehlow †

In der Nacht zum 4. Dezember 1956 wurde Herr Erich Vehlow durch plötzlichen Tod aus seiner langjährigen Tätigkeit im Dienste der *Valvo-GmbH* abberufen. Im Jahre 1930 trat der Verstorbene in seiner Heimatstadt Berlin bei *Philips* ein. Nach dem Kriege war er Leiter des Berliner Filialbüros und wurde dann in die Hauptverwaltung nach Hamburg berufen. Im Jahre 1955 konnte er das 25jährige Jubiläum seiner Firmenzugehörigkeit begehen. Seine Tätigkeit im *Valvo*-Röhrenvertrieb brachte ihn in engsten Kontakt mit vielen Fachleuten der Branche, die ebenso wie seine Mitarbeiter das unerwartete Hinscheiden dieses stets freundlichen und hilfsbereiten Mannes bedauern.

Ehrenpromotion Herbert Quandt

Die Philosophische Fakultät der Johann-Gutenberg-Universität in Mainz hat Herrn Herbert Quandt, dem Vorstandsvorsitzer der *Accumulatoren-Fabrik AG*, Frankfurt a.M., die Würde eines Doktor der Philosophie ehrenhalber verliehen.

Goldene AUMA-Plakette für Senator h. c. W. Leser

In Anerkennung seiner Verdienste um das deutsche Messe- und Ausstellungswesen überreichte der Vorsitzende des Ausstellungs- und Messeausschusses der Deutschen Wirtschaft e.V. (AUMA), Köln, Herr W. Tigges, am 5.12.1956 Herrn Senator h. c. Walther Leser — Direktor der *Hydra-Werke AG*, Berlin, und Vorsitzender des *Verbandes der Berliner Elektroindustrie* — die zum zweiten Male verliehene goldene AUMA-Plakette. Den Dank und die Glückwünsche des Berliner Senats sowie der *Berliner Ausstellungen* sprach der Senator für Verkehr und Betriebe, O. Theuner, aus.

H.-H. Neumann, Geschäftsführer der Valvo GmbH

Zum alleinzeichnungsberechtigten Geschäftsführer der *Valvo GmbH*, Hamburg, wurde Herr Hans-Hendrik Neumann berufen. Herr Neumann, der im 47. Lebensjahr steht, übernahm seine neue Aufgabe mit Beginn des Jahres 1957. Er ist seit langer Zeit in leitender Stellung bei der *Deutschen Philips GmbH* — zuletzt als Direktor des Filialbüros Hannover — tätig gewesen.

Sekretariat des Vorläufigen Internationalen Komitees für Regelungstechnik und Automatik beim VDI

Anlässlich des 3. Internationalen Kongresses für Regelungstechnik in Heidelberg im September 1956 wurde von Vertretern aus 18 Staaten ein Komitee von 6 Herren aus Belgien, Deutschland, Frankreich, Polen, der UdSSR und den USA zur Intensivierung der internationalen Zusammenarbeit auf diesem Gebiet und zur Organisation eines Vorläufigen Internationalen Komitees für Regelungstechnik und Automatik gewählt. Dieses Komitee hat jetzt die *VDI*-Fachgruppe Regelungstechnik, Düsseldorf, mit der Geschäftsführung beauftragt.

Internationales Symposium „Physikalische Probleme des Farbfernsehens“

Unter Leitung der *Internationalen Union für reine und angewandte Physik* findet vom 2.—6. Juli 1957 in Paris ein Internationales Symposium über „Physikalische Probleme des Farbfernsehens“ statt. Die Vorträge behandeln Themen aus nachstehenden Gebieten: „Eigenschaften und Verhalten des menschlichen Auges beim Farbfernsehen“, „Bild-Zerlegung und -Zusammensetzung“, „Schätzung und Messung der Bildqualität“, „Farbfernsehnormen“. Die Vorträge werden durch praktische Demonstrationen der verschiedenen Farbfernsehsysteme ergänzt. Die Anschrift des Sekretariats lautet: Colloque International sur les Problèmes de la Télévision en Couleurs, Conservatoire National des Arts et Métiers, 292, rue Saint-Martin, Paris 3ème.

Leipziger Frühjahrsmesse 1957

Vom 3.—14. März 1957 wird die nächste Leipziger Messe als Technische Messe und Mustermesse durchgeführt. In 22 Messehallen, 16 Messehäusern, 17 Pavillons und 4 großen Freiflächen werden fast 10000 Aussteller aus rund 40 Ländern ihre Erzeugnisse anbieten. Weit über 1000 Aussteller aus der Bundesrepublik Deutschland bieten ihre Erzeugnisse auf Ständen mit mehr als 30000 m²-Gesamtfläche an.

Becker Flugfunkwerk in Baden-Baden

Das Autoradio-Werk *Max Egon Becker*, Karlsruhe, hat am Flugplatz Baden-Baden eine Entwicklungs- und Fertigungsstätte erstellt. Im Frühjahr dieses Jahres beginnt die Produktion eines Flugfunksprechgerätes mit 24 Sendekanälen, das auch VOR-Navigation ermöglicht. Für die Erprobung von Flugfunk- und Navigationsgeräten steht ein werkseigenes Flugzeug zur Verfügung.

Relaisröhren Z 70 U und Z 804 U

Valvo hat eine Kaltkathoden-Röhre in Subminiaturtechnik mit vier Elektroden, Typ Z 70 U, in das Lieferprogramm aufgenommen. Im Betriebszustand ist zwischen Hilfselektrode und Anode eine ständige Entladung gezündet, wodurch die Zündung der Hauptstrecke erleichtert und von Lichteinfall sowie von kosmischer Strahlung weitgehend unabhängig ist. Da die Röhre im gezündeten Zustand hell leuchtet, ist der Schaltzustand leicht erkennbar. Änderungen der Zünd- und Brennschaltung bleiben relativ klein. Die hohe Sperrspannung ermöglicht einen Betrieb mit maximal 310 V Anodenspannung.

Die Z 804 U ist eine Kaltkathoden-Relaisröhre mit Molybdän-Katode, die sich durch enge Toleranzen der Charakteristik, Unabhängigkeit vom Lichteinfall, Dauerbelastbarkeit bis 40 mA Gleichstrom und die Möglichkeit des direkten Betriebes am 220-V-Netz auszeichnet. Die Röhre ist für den Betrieb mit negativer Hilfsanodenspannung ausgelegt. Bei Betrieb mit Wechselspannung soll zwischen Anodenspannung und Hilfsanodenspannung eine Phasenverschiebung von 180° bestehen. Sie eignet sich vorzüglich für alle Schaltaufgaben, bei denen nur geringe Steuerleistungen zur Verfügung stehen oder die Steuerspannung mit der Anodenspannung nicht in Phase ist.

Zweistrahler-Kathodenstrahlröhre DGM 13—14 A

Mit der Zweistrahler-Röhre DGM 13—14 A stellt *Telefunken* eine neue Oszillografenröhre vor, die sich gegenüber den bisherigen Typen DBM 10—12, DBM 10—14, DBM 16—12 und DBM 16—14 durch größere Ablenkempfindlichkeit, kleinere Röhrenkapazitäten, engere Toleranzen für die Streuwerte und geringere Verzeichnungen auszeichnet. Längere Ablenkplatten und größere Baulänge erhöhen die Ablenkempfindlichkeit etwa um den Faktor 3. Dadurch wird es möglich, den Außenwiderstand der letzten Stufe im Verstärker und Kippenteil im gleichen Verhältnis herabzusetzen, so daß sich für Pentodenverstärker, bei denen die obere Grenzfrequenz in erster Näherung durch das Produkt der reziproken Werke von Außenwiderstand und Kapazität bestimmt ist, durch Herabsetzen des Außenwiderstandes auf ein Drittel eine Erhöhung der Grenzfrequenz um den Faktor 3 ergibt. Die kleineren Röhrenkapazitäten ergaben sich durch günstige Leitungsführung innerhalb des Kolbens und Änderung der Sockelschaltung. Es gelang, die Kapazität jeder Platte gegen alle übrigen Elektroden (mit Ausnahme der Gegenplatte) etwa auf die Hälfte der bisherigen Werte zu reduzieren. Die Toleranzen für die Gittersperrspannung konnten auf —50 bis —85 V gegenüber —15 bis —70 V bei den älteren Röhren eingeengt werden. Die Winkelabweichung zwischen den beiden Ablenkplattenpaaren jedes Systems ist nur noch 1°. Die bei den bisherigen Zweistrahler-Röhren auftretende Rasterverzeichnung als Auswirkung der ungleichen Zeigerlänge der beiden Systeme gleicht eine besondere Plattenform aus, so daß der sonst durch die Schrägstellung der Systeme verursachte Trapezfehler nicht mehr auftritt.

Spektrumanalysator für das S-, X- und L-Band

Für Präzisionsmessungen an Impulssignalen im S-, X- und L-Band hat die *Winston Electronics, Ltd.*, Shepperton (Middlesex), einen Universal-Spektrumanalysator auf den Markt gebracht, der gleichzeitig für die Frequenzbereiche dieser Bänder ein empfindlicher Empfänger ist. Die Impulsspektren werden auf dem Schirm einer 12,5-cm-Kathodenstrahlröhre abgebildet. Das Gerät ist für die Untersuchung von Impulsen mit 0,5...2,5 µs Impulsdauer bei Impulsfolgefrequenzen zwischen 200 und 3000 Hz verwendbar.

Als Überlagerungsoszillator dient ein mechanisch abstimmbares und frequenzmodulierbares Klystron. Die von einem Miller-Transitron-Oszillator gelieferte sägezahnförmige Modulationsspannung für den Reflektor des Klystrons dient gleichzeitig zur Horizontalablenkung. Das nach Mischung des Eingangssignals mit der Oszillatorfrequenz in einer Kristalldiode entstehende frequenzmodulierte ZF-Signal gelangt über ein 70-Ohm-Kabel zum ZF-Verstärker (ZF = 20 MHz, Bandbreite = 50 kHz) und von dort aus nach Mischung mit einem differenzierten Videosignal und weiterer Verstärkung zu den Y-Platten. Da die Modulationsspannung des Klystrons gleichzeitig zur Horizontalablenkung benutzt wird, ist die X-Ablenkung frequenzproportional und die Y-Ablenkung proportional der Impulsamplitude. Für Frequenzmessungen im Spektrum erzeugt ein Frequenzmarken-Oszillator Impulse mit 1 MHz Abstand bei Messungen im S-Band. Alle wichtigen Betriebsspannungen sind elektronisch stabilisiert; die Hochspannung für die Kathodenstrahlröhre liefert ein getrennter Netztransformator. Die Meßgenauigkeit ist für absolute Frequenzmessungen ± 4 MHz oder $\pm 1,5$ MHz im jeweiligen Band; bei Relativmessungen läßt sich eine Genauigkeit von 250 bis 150 kHz erreichen.

Neue Valvo-Halbleiterelemente (OA 5, OC 44, OC 72, OC 76)

Nach Abschluß umfassender Entwicklungsarbeiten hat *Valvo* die serienmäßige Herstellung mehrerer neuer und verbesserter Halbleiterelemente aufgenommen.

Die Golddrahtdiode *Valvo* OA 5 liegt mit ihren elektrischen Eigenschaften im Übergangsgebiet zwischen Spitzen- und Flächendiode, d.h., sie hat gegenüber den bisherigen Spitzendioden in Durchlaßrichtung einen wesentlich niedrigeren und in der Sperrichtung einen höheren Widerstand. Ihre hohe Spannungsfestigkeit macht sie zu einer universell verwendbaren Diode; ihr Betriebsverhalten ist bei höheren Frequenzen naturgemäß nicht so günstig wie das der *Valvo*-Spitzendioden für HF-Anwendung. Die Anode der auf Germanium-Basis hergestellten OA 5 besteht aus einem durch einen besonderen Formierungsprozeß mit der Anode verbundenen vergoldeten Draht.

In Ergänzung zu dem ZF-Transistor OC 45 erschien jetzt der Oszillator- und Mischtransistor OC 44, der bei gleicher Verlustleistung gegenüber dem OC 45 eine wesentlich höhere Grenzfrequenz (in Basisschaltung $f_{ca} = 15$ MHz) und bessere Stromverstärkung hat. Es ist ein *pn-p*-Typ in Allglastechnik, der hinsichtlich seiner dynamischen Kenndaten den Anforderungen an einen Oszillator- und Mischtransistor entspricht; er eignet sich ebenfalls für viele Arten der HF-Impulsverstärkung mit hoher Flankensteilheit.

Im Zuge der Weiterentwicklung konnte der Endstufen-Transistor *Valvo* OC 72 vor allem in bezug auf Stromverstärkung, Kollektorspannung und zulässige Verlustleistung verbessert werden. Die neue Ausführung ist äußerlich an der unlackierten Kappe erkennbar, auf die sich zur besseren Wärmeableitung eine Kühltülle schieben läßt. Gleichzeitig konnte eine Kristalltemperatur von maximal 75°C zugelassen werden, so daß der Transistor bei Montage auf ein Kühlblech (Chassis) von mindestens 12,5 cm² je Transistor bei 45°C Umgebungstemperatur mit 100 mW Verlustleistung belastbar ist; ohne Kühltülle erniedrigt sich dieser Wert auf 75 mW. Infolge Einengung der Streuungen des statischen Eingangswiderstandes ist es möglich, den Arbeitspunkt ohne Regelglieder durch ausschließliche Verwendung fester Spannungsteiler und eines Gegenkopplungswiderstandes im Emittierzweig konstantzuhalten.

Der Schaltertransistor *Valvo* OC 76 hat ebenfalls eine Metallkappe erhalten und ist unter den gleichen Montageverhältnissen wie beim OC 72 bei 45°C mit einer Verlustleistung bis zu 100 mW belastbar. Durch gleichzeitige Erhöhung der Grenzfrequenz und der mittleren Stromverstärkung erschließen sich weitere Möglichkeiten für den vorteilhaften Einsatz des Schaltertransistors.

Ferrit-Speicherringe und -Schaltkerne

Die Industrie-Mitteilung IM 12 der *Steatit-Magnesia AG, Dralowid-Werk*, bringt ausführliche technische Angaben über Ferrite mit rechteckförmiger Hystereseschleife sowie Prüfbedingungen für die Speicherringe „D 201“ und die Schaltkerne „D 601“, „D 901“ und „D 1501“. Die technischen Informations-Blätter TIB B 9 und TIB 995 unterrichten über die Ringkerneigenschaften des Keraperm-Materials „ST 1“ und die Keraperm-Speicherringe „D 201“.

Elektrometer-Relaisröhre GR 19

Für die Steuerung durch Ionisationskammer für Strahlungswarngeräte, Röntgendosimeter usw. liefert die *Cerberus GmbH*, Bad Ragaz (Generalvertreter für das Bundesgebiet: Neye und Schmidt, Frankfurt a.M.), eine Relaisröhre mit Molybdän-Katode. Sie ist für den Betrieb mit positiver Starterelektrode bestimmt; Anoden- und Steuerkreis werden mit Gleichspannung gespeist. Der benötigte Steuerstrom ist nur etwa 10^{-12} A.

Kenndaten

Zündspannung Katode — Anode	315 V
Zündspannung Katode — Starter (Starter positiv)	135 V
Brennschaltung Katode — Anode (bei $I_A = 6$ mA gemessen)	108 V
Katodenstrom (Mittelwert)	4...20 mA
Anoden-Speisespannung	180...270 V
Starter-Steuerstrom für Kippsteuerung	etwa 10^{-12} A

Elektrometerröhre Valvo 4067

Bei Elektrometerröhren werden oft extrem hohe Anforderungen an den Gitterstrom gestellt. Ein Wert von $I_g = 10^{-13}$ bis 10^{-15} A, wie ihn die *Valvo*-Elektrometerröhren 4065 und 4066 erreichen, ist aber oft nicht erforderlich. Für geringere Ansprüche brachte *Valvo* deshalb eine neue preiswerte Elektrometerpentode, Typ 4067, in Subminiaturtechnik heraus, bei der der Gitterstrom unter 10^{-10} A liegt. Die *Valvo* 4067 reicht deshalb z.B. für elektrometrische pH-Messungen und viele andere Aufgaben völlig aus. Durch eine besondere äußerliche Behandlung des Röhrenkolbens ist der Kaltwiderstand zwischen Gitter 1 und den übrigen Elektroden größer als 10^{-14} Ohm.

Funk- und Schallortung in der Schifffahrt und Seevermessung

Tagung des Ausschusses für Funkortung
Fortsetzung aus Nr. 12 (1956) S. 348

DK 621.396.969:061.3

C. Powell, New Malden (Surrey), Ein Decca-Zweipunktmeßverfahren für die Seevermessung

Wenn es nicht notwendig ist, mehr als ein Schiff für die Seevermessung einzusetzen, läßt sich das übliche Verfahren so abwandeln, daß sich der Muttersender und der Empfänger auf dem Schiff befinden. Dadurch ist eine exakte Ortsbestimmung in einem erheblich größeren Gebiet möglich. Bei dieser als „Two Range Decca“ bekannten Methode liegen die beiden Tochterstationen etwa 60 Meilen voneinander entfernt an der Küste. Die Deccometer-Ablesungen sind dann eine direkte Funktion der Entfernung des Schiffs von den Tochterstationen. Der Standort des Schiffes ist durch den Schnittpunkt zweier Entfernungskreise mit den Tochterstationen als Mittelpunkt bestimmt. Diese Anordnung erleichtert die Herstellung der Decca-Karte und die Orientierung in ihr. Da das Gebiet ungünstiger Schnittwinkel gemieden wird, ist der Bereich hoher Genauigkeit einige hundertmal größer als bei der üblichen Decca-Anordnung. Das Zweipunktverfahren ist sogar an einer konvex verlaufenden Küstenlinie anwendbar, wo bei Anwendung des üblichen Hyperbelsystems große Schwierigkeiten auftreten. Die apparative Ausstattung unterscheidet sich nicht von der üblichen, ausgenommen den Muttersender mit seiner Sendeanenne; sie kann beliebig sowohl für das Hyperbel- als auch für das Zweipunktverfahren benutzt werden.

F. B. Schnitker, Palm Beach (Florida), Anwendung des Hiran-Verfahrens bei der Kartenaufnahme

Das Hiran-Verfahren soll die schnelle Aufnahme genauer Land- und Seekarten ermöglichen. Es geht auf das Shoran-Verfahren zurück, das wegen seiner Genauigkeit im Nahbereich bereits früher für Vermessungsaufgaben benutzt wurde. Das neue Hiran-Gerät ist für diesen speziellen Verwendungszweck abgeändert und mit zusätzlichen Einrichtungen versehen worden. Hiran erfordert zwei mit Radar ausgerüstete Bodenstationen. Das in einem Flugzeug befindliche Bordgerät mißt die Laufzeit der Impulse für den Weg vom Flugzeug zu den Bodenstationen und zurück und bestimmt daraus die Entfernung. Die Genauigkeit ist so groß, daß Schwankungen der Ausbreitungsgeschwindigkeit als Folge meteorologischer Einflüsse als Korrekturen in Ansatz zu bringen sind. Gleichzeitig mit den von einer fotografischen Präzisionskamera aufgenommenen Luftbildern werden die Hiran-Entfernungen zu jeder der beiden Bodenstationen laufend in schneller Folge mitaufgezeichnet. Die als „Trilateration“ bezeichnete Seitenmessung des vom Flugzeug und den beiden Bodenstationen gebildeten Dreiecks gestattet in Verbindung mit den Luftaufnahmen eine genaue und schnelle Vermessung des überfliegenen Gebietes oder bestimmter geographischer Punkte. Man hat heute etwa die Genauigkeit einer nach den klassischen Methoden aufgenommenen Karte 1:50000 erreicht.

M. Jourdain, Paris, Die Anwendung des Decca-Navigators bei Probefahrten

Der Decca-Navigator kann unter günstigen Bedingungen auch für Probefahrten auf See ausreichend genaue Anzeigewerte liefern. Apparative Fehlerquellen beeinflussen jedoch die Ergebnisse, besonders bei Drehkreisversuchen kleiner und verhältnismäßig schneller Schiffe. Die theoretischen Voraussagen entsprechen den bei den Versuchen erhaltenen Ergebnissen. Verschiedene Verfahren, die bei den üblichen Meilenfahrten anwendbar sind, sowie mehrere Spezialverfahren zur Bestimmung der Geschwindigkeit ohne unzulässige Einschränkungen wurden erläutert. Ein Vergleich des Decca-Verfahrens mit älteren Verfahren für die Zwecke der verschiedenen Arten von Probefahrten zeigt die große Bedeutung für die Praxis: Man erhält Werte, die mit den nach den klassischen Methoden erhaltenen vergleichbar sind, jedoch gewisse Nachteile dieser Methoden vermeiden.

H. V. Bloodworth, Rochester (Kent), Ein Hafen-Leitstrahlverfahren mit Zentimeterwellen

Das nach einer Entwicklung der britischen Admiralität von *Elliot Brothers, Ltd.* hergestellte Gerät arbeitet nach dem Leitstrahlverfahren mit Komplementärzeichen-Tastung. Der Sender benutzt das 3-cm-Band, der Empfänger besteht aus einem kleinen Hornstrahler als Antenne mit Siliziumdiode als Demodulator und nachgeschaltetem Transistorverstärker. Da die Stromversorgung aus eingebauten Trockenbatterien erfolgt, ist der Empfänger mit angesetzter Antenne ein leicht tragbares Gerät. Die praktischen Erfahrungen haben gezeigt, daß mit diesem Gerät ein sicheres Ansteuern auch enger Hafeneinfahrten durch kleine Schiffe möglich ist.

M. Wächter, Hamburg, Kompaßunabhängige Navigation mit dem Funkpeiler

Um bei Funkpeilungen von Bord aus vom Kompaßkurs unabhängig zu werden, muß man gleichzeitig zwei oder mehr Funkfeuer peilen und

unmittelbar die Winkel zwischen diesen Peilungen nehmen. Der Sichtfunkpeiler bietet dazu die Möglichkeit, wenn für die gleichzeitig zu peilenden Funkfeuer intermittierender Sendebetrieb vorgesehen ist, durch den die einzelnen Sendungen nicht gleichzeitig, sondern abwechselnd in so schneller Folge ablaufen, daß die einzelnen Peilungen gleichzeitig als sich kreuzende Striche angezeigt werden. Wenn dabei die Sendezeiten der einzelnen Sender etwas voneinander verschieden gewählt werden, so bietet sich durch die dadurch erreichbare völlige betriebliche Unabhängigkeit der einzelnen Sender voneinander die Möglichkeit, die kompaßunabhängige Navigation bei geringem technischem Aufwand für Standortbestimmung und Zielfahrt im weitesten Umfang der Schifffahrt und Luftfahrt nutzbar zu machen.

G. Wiedemann, Bonn, Neue Erkenntnisse der Radar-Sicherungstechnik für Schifffahrtsstraßen und ihre Ausnutzungsmöglichkeiten

Die dreijährigen Versuche mit Radaranlagen für die Schifffahrt an der Elbe und Weser haben zu der Erkenntnis geführt, daß sie unter gewissen Voraussetzungen als Sicherungsradaranlagen an Schifffahrtsstraßen ebenso wie die anderen Seezeichen für die Sicherung der Schifffahrt eingesetzt werden können.

H. H. Meinke, München, Die zweckmäßige Wahl der Bandbreite bei der Fernübertragung frequenzkomprimierter Radar-Schirmbilder

Ein Vergleich von mit 60, 30, 15 und 8 kHz übertragenen Radarbildern mit dem Original (etwa identisch mit einer Übertragung von 120 kHz Bandbreite) zeigt, daß etwa 8 kHz die untere Grenze für ein brauchbares Bild zu sein scheint. Bei Bandbreitenkompression und Übertragung müssen Geometrie-Verzerrungen vermieden werden. Die Forderung, daß ein übertragenes Bildelement höchstens um ein Element von seiner wahren Lage abweichen darf, scheint vernünftig. Zur Kontrolle der radialen Verzerrungen könnte man Entfernungsringe des Originals, von der Speicheröhre gelieferte Testringe und die im Tochtergerät erzeugten Entfernungsringe überlagern, die sich im Idealfall genau decken müssen. Kleine Abweichungen von der Linearität sind aber hiermit nur schwer erkennbar. Deshalb wurde eine Methode entwickelt, die selbst kleine Fehler erkennen läßt, und darauf beruht, daß mit einer Schalteinrichtung jeweils nur ein 120° entsprechender Kreisbogen jedes der drei Kreise geschrieben wird. Geringe Abweichungen machen sich dann durch einen Sprung an der Übergangsstelle bemerkbar.

Während im Original ein bestimmtes Bildelement wegen der hohen Pulsfolgefrequenz aus mehreren Linien besteht, liegen nach der Kompression im Original getrennt geschriebene Elemente jetzt auf einem einzigen Radius. Ein helles Feld kann deshalb in mehrere Elemente aufgespalten erscheinen, vor allem bei großformatigen Bildröhren mit scharf gebündeltem Elektronenstrahl. Deshalb bewegt man den Abtaststrahl während des Schreibens in einem Sektor $\Delta\alpha$ schnell hin und her, so daß infolge der dadurch bedingten Vergrößerung (senkrecht zum Radius) der Elemente wieder ein zusammenhängendes Bild entsteht.

Für die Übertragung muß die Bandbreite größer sein als dem Informationsinhalt des Radarbildes entspricht, weil das Azimut mit übertragen werden muß und mit Rücksicht auf Phasenverzerrungen ein gewisser Abstand von den Grenzfrequenzen der Übertragungskanäle eingehalten werden muß. Würde die Radarantenne mit konstanter Winkelgeschwindigkeit rotieren, so wäre ein beim Durchgang der Antenne durch Nord ausgelöster Impuls zur Synchronisation ausreichend. Infolge Änderung der Windrichtung und -geschwindigkeit und periodischer Änderung der dem Wind ausgesetzten Antennenfläche treten aber Ungleichmäßigkeiten auf. Deshalb sind für einwandfreie Übertragung des Azimuts etwa 2...10% mehr Bandbreite erforderlich.

Das von der Speicheröhre gelieferte Bild enthält Frequenzen zwischen Null und der durch die Bandbreite gegebenen oberen Grenzfrequenz. Frequenzen unter 25 Hz sind ohne meßbaren Fehler zu vernachlässigen, so daß eine direkte Übertragung über Kabel bis zu einigen 100 m Entfernung oder drahtlos mit Spezialempfängern möglich ist; sonst muß man sich eines Trägerfrequenzsystems bedienen. Es ist möglich, mit Restseitenbandübertragung zu arbeiten. Einseitenbandübertragung scheidet wegen der auf der Empfängerseite auftretenden Frequenz- und Phasenfehler aus. Die Probleme der Mehrkanalübertragung diskutierte der Vortragende eingehend.

Eine weitere Verringerung der Bandbreite läßt sich durch den Übergang auf variable Abtastgeschwindigkeit erreichen. Kurze Intervalle werden dabei mit langsamerer Geschwindigkeit abgetastet als lange, so daß die mittlere Impulslänge etwa konstant ist. Ein Versuchsgerät mit 40 zusätzlichen Röhren ergab mit Lagefehlern auf dem Bildschirm unter 1‰ eine Verringerung der Bandbreite um den Faktor 4.

Th. Pederzani, Ulm, Die Fernübertragung von Radarbildern unter besonderer Berücksichtigung der Hafenradar-Probleme

Ein ausgedehntes Hafengebiet läßt sich auch mit Radaranlagen nicht mehr von einem Standort übersehen. Man benötigt daher mehrere, an sorgfältig ausgewählten Punkten aufgestellte Radargeräte, deren Bilder an eine zentrale Überwachungsstelle übermittelt werden müssen, um von dort die Lotsen über UKW-Sprechfunk beraten und das Schiff ohne Schwierigkeiten von einem Radarbild in das nächste übernehmen zu können.

An die Bildübertragung sind folgende Anforderungen zu stellen:

1. Die bei den modernen Radaranlagen erreichte hohe Bildgüte (Entfernungsauflösung etwa 7 m, Winkelauflösung 0,2°) darf bei der Übertragung nicht verlorengehen.

2. Der Bildübertragungskanal soll die Fernbedienung und Überwachung der Anlage ermöglichen.

3. Die Betriebssicherheit der Gesamtanlage muß sehr hoch sein.

Da die Bandbreite des Radarbildes (etwa 20 MHz im ZF-Teil des Radarempfängers) zu groß ist (vier Stationen erfordern mit den notwendigen Abständen eine Gesamtbandbreite von wenigstens 100 MHz), engt man sie durch Speichereinrichtungen ein. Das Radarbild wird mit einem Elektronenstrahl Zeile für Zeile auf eine Speicherschicht als Ladungsbild aufgeschrieben, mit einem zweiten Elektronenstrahl wieder abgelesen und an ein Tochtergerät weitergegeben. Da die Ablesung und die Aufzeichnung auf dem Tochtergerät langsamer als die primäre Aufzeichnung erfolgen, ergibt sich eine Bandeingengung, die jedoch nicht so weit getrieben werden darf, daß eine sogenannte Speichenbildung in dem Tochterbild auftritt. Ein gutes Bild benötigt etwa 2000 Sektoren. Damit ergibt sich bei 300 Bildpunkten auf dem Radius für eine Antennendrehzeit von 3 s eine höchste Frequenz von 100 kHz, die sich bei einer geforderten Dezentrierung des Bildes von 100% auf 400 kHz erhöht. Zur phasenrichtigen Übertragung der Zeilenfrequenz (etwa 700 Hz) muß man als untere Grenzfrequenz 10 Hz wählen. Das gesamte zu übertragende Frequenzband liegt also zwischen 10 Hz und 400 kHz (die Bildfrequenz von etwa $\frac{1}{2}$ Hz wird gesondert übertragen). Ob man das Frequenzband ohne Verringerung der Bildgüte noch einengen kann, müssen weitere Versuche zeigen.

Ein Bild mit 400 kHz Bandbreite läßt sich aber bei den in Betracht kommenden kurzen Entfernungen (maximal 10 km) bereits über die in der TF-Telefonie üblichen styroflexisolierten Kabel übertragen. Da bei der Übertragung des Bandes in Direktlage die höchste und die niedrigste Frequenz sehr verschieden stark gedämpft werden (etwa 1:100), ist es besser, das Band auf einen Träger aufzomodulieren (z. B. 0,8 MHz), wobei sich dann Dämpfungsunterschiede von nur 1:5,5 (1,7 N) ergeben, die sich leicht ausgleichen lassen. Die Gesamtdämpfung bei 10 km Kabellänge (6 N) erfordert noch keine Zwischenverstärker.

Auch die Probleme der Übertragung des jeweiligen Drehwinkels der Radarantenne auf das Tochterbildgerät, der Fernbedienung und Überwachung lassen sich bei Verwendung von Kabeln leicht lösen, da die Kabel zusätzlich einige papierisolierte Kabeladern erhalten können, über die man Befehle und Meßwerte übertragen kann.

Die geringe Bandbreite des Tochterbildes bietet noch einen weiteren Vorteil: Es läßt sich gleichzeitig mit den Gesprächen, die die Zentralstelle mit den Lotsen führt, auf Magnetband aufnehmen, was z. B. für die Beurteilung der Situation bei Havarien sehr wichtig sein kann.

W. H. Schönfeld, Hannover, Speicherung von Radarbildern auf Magnetband

Es wurde eine Versuchsanlage zur Speicherung von Radarbildern auf Magnetband beschrieben und vorgeführt. Am Beispiel der Aufsprechtmagnetisierung wurde gezeigt, daß die Berücksichtigung der Phasenlaufzeit bei der magnetischen Aufzeichnung erweiterte Einblicke in den Mechanismus des Aufzeichnungsvorganges mit HF-Vormagnetisierung gestattet. Die Abhängigkeit der Aussteuerfähigkeit des Bandes von der aufzeichneten Wellenlänge ist mitbestimmend für die erreichbare Kanalkapazität bei der Aufzeichnung von Impulssignalen. Die beschriebene Anlage gestattet eine Speicherung von Signalen mit 100 kHz Bandbreite bei einer Bandgeschwindigkeit von 76 cm/s.

Damit ist die Aufzeichnung frequenzbandkomprimierter Radarbilder (siehe Vorträge H. Meinke und Th. Pederzani) möglich. Die frequenzbandkomprimierten Signale wurden zur Prüfung der Anlage durch einen Diapositivabtaster mit radarmäßigem Abtastraster erzeugt und mit Hilfe einer normalen Radarröhre wiedergegeben. Die Synchronisierung der Radialablenkung erfolgte fernschmäßig durch eingetastete Synchronimpulse, die Umlaufsynchronisierung behelfsmäßig durch das Netz (Antrieb mit Synchronmotor). Die zur Erzeugung des Signals verwendeten Diapositive sind vom Schirm eines Radargerätes mit hoher Auflösung fotografiert, so daß auch für Radarbilder bester Qualität eine Magnetbandspeicherung möglich scheint.

K. E. Harris, London, Mit perspektivischer Schirmbilddarstellung arbeitendes Navigationsverfahren

Es wurde ein Nah-Navigationssystem behandelt, das auf Entfernungen bis zu 5 km arbeitet. Es bildet die gegenseitige Lage einer Anzahl von X-Band-Sendern in Form eines korrekten perspektivischen Bildes auf dem Schirm einer Katodenstrahlröhre ab. Diese Sender können z. B. in gleicher Weise angeordnet sein wie die Leuchtfeuer einer Hafeneinfahrt oder auch zur Kennzeichnung einer schmalen Fahrrinne dienen. Das System läßt die gleichzeitige Beobachtung von maximal etwa 100 Funkfeuern zu. Die Abtastrvorrichtung an Bord besteht aus 4 X-Band-Hörnern, die sich zur Beobachtung in jede gewünschte Richtung drehen lassen. Die Größe des wiedergegebenen Bildes umfaßt einen Öffnungswinkel von 24° in der Horizontalen und 12° in der Vertikalen.

K. H. J. Rottgardt, Stuttgart, Die Blauschiffröhre als Bildspeicher

Die Blauschiffröhre (Sciatron) ist eine mit einem Alkalihalogenidschirm versehene Katodenstrahlröhre, auf deren Bildschirm einmalig aufgezeichnete Vorgänge über lange Zeitdauern, je nach Arbeitsbedingungen und Einstellung der Röhrendaten zwischen 30 Sekunden und einigen Stunden, gespeichert werden können. An Hand der Röhre MS 17-21 diskutierte der Vortragende die Eigenschaften der Blauschiffröhre und ihres Bildschirms besonders im Hinblick auf die Verwendung in Bord-Radargeräten (vgl. auch Rottgardt, K. H. J., u. Berthold, W.: Bildröhren für Industriefernsehen. Elektronische Rundschau Bd. 10 (1956), Nr. 2, S. 47 bis 49).

L. Schnegelsberg, Hamburg, Verdrehung des Radarbildes durch magnetische Felder

Den Herstellern von Katodenstrahlröhren ist der ablenkende Einfluß des erdmagnetischen Feldes bekannt. Man versuchte, ihn durch metallische Verkleidungen abzuschirmen. In jüngster Zeit sind jedoch Radarhersteller dazu übergegangen, diesen Schutz nicht mehr einzubauen. Um so bemerkenswerter ist es, daß auf einem deutschen Schiff während mehrerer Reisen nach Australien eine Verdrehung des Radarbildes um 2° gemessen wurde. Da Temperatureinflüsse und mechanische Fehler nicht in Frage kamen, blieb nur die Möglichkeit erdmagnetischer Einwirkung. Die angestellten Untersuchungen bestätigten diese Vermutung. Offen ist jedoch noch, ob das erdmagnetische Feld die Verdrehung direkt oder über in Schiffs- oder Geräteteilen induzierte Magnetpole bewirkt. Eine Klärung dieser Frage interessiert die Schifffahrt und im Hinblick auf die zunehmenden Verwendungsmöglichkeiten der Katodenstrahlröhre auch die Industrie. Nicht zuletzt interessieren Ablenkungen dieser Art Unternehmungen, die per Flugzeug oder Schiff in noch relativ unerschlossene, zu erforschende Gebiete führen.

R. Manthey, Ulm, Reflexionsmessungen im Hamburger Hafen

Die schmalen langen Fahrwasser des Hamburger Hafens stellen an das Auflösungsvermögen der Hafen-Radaranlagen hohe Anforderungen. Einzelmessungen und fotografische Registrierungen ergaben, daß die abgebildeten Schiffs- und Uferobjekte in ihrer Reflexionsfläche um 6 beziehungsweise 9 Größenordnungen differieren. Das „Pegelvolumen“ der Antenne und die Bandbreite des Empfängers reichen oft nicht aus, um diese großen Intensitätsunterschiede benachbarter Objekte auf dem Bildschirm getrennt darzustellen. Deshalb wurde für das Hafen-Radarbild die Häufigkeit der wahrscheinlichen Objektbegegnungen ermittelt. Unter Annahme bestimmter Betriebszustände der Anlage errechneten sich die Abbildungswahrscheinlichkeit sowie die Abbildungsbreite und -tiefe. Daraus ergeben sich Forderungen für die Dimensionierung von Hafen-Radaranlagen und Vorschläge für den sicheren, praktischen Betrieb.

J. Bartholomä, Ulm, Antennen von Radar-Landanlagen

Die Charakteristik einer Antenne hängt unter anderem von der Antennen-dimension, der Aperturform und der Belegungsfunktion ab. Bei gleichbleibender Antennen-dimension kann die Bündelung nur auf Kosten der Nebenzipfel (oder umgekehrt) verbessert werden. Im Gegensatz zu Schiffs-Radarantennen können bei den Antennen von Land-Radaranlagen für Schifffsicherung die Bündelungen in der Vertikalebene schärfer gemacht werden. Die Charakteristik in dieser Ebene ist weniger kritisch. Dagegen ist die Charakteristik in der Horizontalebene bestimmend für die Winkelauflösung, für die Anzahl der am Ziel reflektierten Impulse und für die tangentielle Verbreiterung der Zieldarstellung. Um diese Verbreiterung so klein wie möglich zu halten, muß die Nebenzipfeldämpfung groß gemacht werden, möglichst größer als 30 dB. Nach einer recht übersichtlichen Methode läßt sich die Begrenzung und Belegung der Apertur eines Flächenstrahlers so bemessen, daß die Nebenzipfel extrem klein werden.

In der Praxis bevorzugt man häufig als Antenne die exzentrische Parabolklotte mit unsymmetrischer Apertur, da hierbei die Abschattung durch den Erreger und die in den Erreger gelangende Spiegelreflexion vernachlässigbar klein sind. Der Radarbetrieb kann durch die Reflexion der Wellen an Wolken oder Regenfronten gestört werden. Unter anderem sind folgende Maßnahmen gegen Störungen durch Regen wirksam: Längere Betriebswellenlänge, sehr scharfe Bündelung, Zirkularpolarisation usw. Als Ausführungsbeispiel wird die Hafenradarantenne Typ „32“ mit einer Breite von 7,6 m und einer Höhe von 0,6 m gezeigt; die Nebenzipfeldämpfung ist hierbei ≥ 30 dB.

S. R. Parsons, Gt. Dunmow (Essex), Dimensionierung nichtabgestimmter, geschlitzter linearer Hohlleiter-Anordnungen bei Radar-Antennen für die Schifffavigation

Eine Schiffsradarantenne soll einen horizontal polarisierten Strahlungsfächer mit einer Halbwertsbreite $< 2^\circ$ und Nebenzipfeldstärken haben, die wenigstens 23 dB unter der maximalen Hauptstrahl-Feldstärke in der horizontalen Ebene liegen. Zur Verwirklichung dieser Betriebsweise mit einer linearen Anordnung wird eine Amplitudenverteilung von der Form

$$f(x) = \frac{1}{4} [1 + 3 \cos^2(\pi/2 x)]$$

mit linearer Phasenverteilung benutzt. Sie ergibt die geforderte Nebenzipfelausbildung ohne zu große Wirkungsgradenbuße.

Die Schlitzte, die die Einzelstrahler der linearen Anordnung bilden, sind in die Schmalseite des Hohlleiters geschnitten. Sie werden für Schiffsradarantennen wegen ihrer Horizontalpolarisation verwendet. Sie liegen 195 elektrische Grade auseinander und bilden so eine nicht abgestimmte Anordnung mit Breitbandcharakteristik. Wegen der längs der Öffnung entstehenden linearen Phasenverschiebung ist bei der Nennfrequenz der Hauptstrahl unter einem Winkel von etwa 3° gegenüber der Normalen zur Öffnung geneigt.

Die Anordnung ist, um einen Fächerstrahl zu erzeugen, in der Hohlkehle eines abgeplatteten Trichters (sectorial horn) angebracht. Sie wird in dem Horn durch zwischen den Schlitzten angeordnete Blöcke gehalten, die die sonst im Strahlungsdiagramm auftretende vertikal polarisierte Strahlungskomponente dämpft.

Eine solche Antenne mit 67 Schlitzten und mit einer Öffnung von 1,6 m ergibt $1,3^\circ$ Halbwertsbreite des Strahls und maximal 28 dB Nebenzipfeldämpfung.

H. U. Roll und H. C. Freiesleben, Hamburg, Zur Physik und Statistik der Radar-Seegangechoes

Die bisherigen Untersuchungen über den Einfluß von Seegangreflexen auf das Radarschirmbild zeigen, daß die Meereswellen in verschiedenen Meeresgebieten unterschiedliche Wirkungen hervorrufen. In der Ostsee wird der Schirm viel stärker aufgehellt als im Atlantischen Ozean. In anderem Zusammenhang hat H. G. Möller die äquivalente Rückstrahlfläche des Seegangs berechnet; die Ergebnisse stimmen für die Ostsee, nicht aber für den Atlantischen Ozean. Das vereinfachte Modell des Seegangs, das Möller zugrunde legte, gilt offenbar für begrenzte Seegebiete, aber nicht unter ozeanischen Bedingungen. Im Ozean findet sich weniger Fläche rückstrahlungsfähiger Neigung als in Nebenmeeren, wie die bisherigen Untersuchungen über Neigungen der Meeresoberfläche zeigen. Leider sind die ozeanischen Wellenformen vielfältig und kompliziert. Die an sich vorhandenen Statistiken des Seegangs in Ostsee, Nordsee und Nordatlantik reichen daher als Informationsquelle für die Wahrscheinlichkeit der Seegangreflexe in verschiedenen Meeresgebieten noch nicht aus, weil sie die Einzelheiten der Struktur der Meeresoberfläche nicht berücksichtigen.

K. Brocks, Hamburg, Der Einfluß des Wetters auf die Radarreichweiten in der Seeschifffahrt

Mit Hilfe grafischer Darstellungen wurde gezeigt, daß die Maximalentfernungen, von denen an ein Ziel (Schiff, Seezeichen, Küste usw.) auf dem Radarschirm erscheint, starken Schwankungen unterliegen. Diese Unterschiede der „Radarreichweiten“ werden durch die wechselnde Vertikalschichtung der Lufttemperatur und der Luftfeuchtigkeit in den untersten Schichten der Atmosphäre verursacht, d. h. durch verschiedenartiges Verhalten des „Wellenleiters“ (Leiter der elektromagnetischen Wellen der Radargeräte) unmittelbar über der Wasseroberfläche. Das Ziel experimenteller Untersuchungen ist es, mit Hilfe einfacher Messungen, die an Bord jedes Schiffes durchzuführen sind, Voraussagen über die Radarreichweite zu ermöglichen. Über die bisherigen Ergebnisse solcher Untersuchungen wurde berichtet.

Es muß betont werden, daß die „Radarreichbarkeit“ von Schiffen mittlerer und großer Tonnage erst ab etwa 10 Seemeilen Entfernung diesen Wettereinflüssen unterliegt. Wettereinflüsse auf die Radarreichweiten können bei solchen Schiffen also nicht als Kollisionsgrund in Betracht kommen. In diesen Fällen ist die sachgemäße, aufmerksame und pausenlose Bedienung des Radargerätes entscheidend. Für kleine Ziele in der Wasseroberfläche dagegen sind diese Einflüsse auch bei kürzeren Entfernungen praktisch wichtig und bedürfen der Berücksichtigung.

A. P. Hammer, Paris, Verwendung der Fernsehtechnik für Radar-Bildübertragung und Unterwassersicht

Zur drahtlosen Übertragung der Informationen eines Radarbildes wurde 1955 das erste von Thomson-Houston hergestellte Gerät im Hafen von Le Havre in Betrieb genommen. Der Sender überträgt im Umkreis von etwa 40 km das Schirmbild des Hafenradars, so daß jedes mit einem üblichen Fernsehempfänger ausgerüstete Schiff innerhalb dieser Zone in der Lage ist, alle vom Hafenradar erfaßten Bewegungsvorgänge zur Unterstützung seiner eigenen Navigation heranzuziehen.

Das zweite Gerät ist eine Unterwasser-Fernsehanlage und findet vor allem bei Unterwasserarbeiten in Tiefen bis zu 100 m, bei Schiffsreparaturen und beim Bau von Schiffen sowie bei der Wracksuche und für wissenschaftliche Arbeiten Verwendung.

W. I. Alexander, Hilversum, Über ein 8-mm-Radar-Rundsuchgerät

Die Vorzüge und Nachteile der verschiedenen Wellenlängen der heute gebräuchlichen zivilen und militärischen Radaranlagen wurden als bekannt vorausgesetzt. In vielen Fällen genügt die bisherige Bildauflösung nicht den gestellten Anforderungen. Aus physikalischen Gründen liegt es nahe, zur Erhöhung der Bildauflösung und des Bildnachrichteninhaltes noch kürzere Wellen als bisher üblich zu benutzen. Philips entwickelte darum ein Radar-Rundsuchgerät mit einer Wellenlänge von 8 mm. Der Vortragende gab eine Reihe technischer Einzelheiten des nunmehr fabrikationsreifen Gerätes an. Besonders interessant waren Schirmbildaufnahmen, die auf dem Flughafen Schiphol/Amsterdam, auf dem Nordostseekanal und auf der Unterelbe gemacht wurden. Eine Fülle von Einzelheiten, wie Buhnen, Bojen, Uferbefestigungen und dergleichen, war klar zu erkennen. Bei den Aufnahmen des Flugplatzes sah man nicht nur startende und landende Flugzeuge, sondern auch die groben Umrisse der Flugzeuge auf den Abstellplätzen; einzelne Fußgänger und Gepäckfahrzeuge waren auszumachen.

Die 8-mm-Technik ist empfindlicher gegenüber starkem Nebel und Regen als beispielsweise die 3-cm-Technik. Es ist heute noch nicht möglich, die zweckmäßigste Anwendung dieser neuen Technik zu bestimmen, jedoch kann man sagen, daß sich die 8-mm-Technik überall dort durchsetzen wird, wo bei Entfernungen bis zu 10 km der größtmögliche Nachrichteninhalt eines Bildes verlangt wird. Hervorzuheben ist noch, daß die kürzeste Meßentfernung praktisch gleich Null ist, so daß Einzelheiten des eigenen Schiffes, z. B. die Bordwand, ohne weiteres zu erkennen sind, wodurch auch ein Navigieren auf engstem Raum ermöglicht wird (z. B. Anlegemanöver).

F. Schröter, Ulm, Fragen der Erzeugung und Verwendung von Strahlungen im Grenzgebiet Hertzsehe Wellen/Licht

Elektromagnetische Wellen des kürzesten Zentimeter-, des Millimeter- und des Zehntelmillimeterbereiches haben nicht nur für die Erforschung der Materie Bedeutung, sondern lassen sich auch für bestimmte Ortungsaufgaben heranziehen, bei denen die zu überbrückenden Entfernungen

noch nicht so groß sind, daß Absorption und Streuung in der Atmosphäre untragbar werden. An Hand von vorliegenden Meßwerten läßt sich prüfen, welche Wellenlängenbereiche bevorzugt in Frage kommen, wobei auch an Messungen und Funkortungen zu denken ist, bei denen sowohl das Ziel als auch das Such- und Meßgerät sich in großen Höhen (oberhalb der Troposphäre) befinden. Infrarote Strahlen im Gebiet der Hundertstelmillimeter bieten gleichfalls gute Aussichten. Für die Erzeugung ungedämpfter Wellen im Zentimeter- und Millimeterbereich bieten gesteuerte Elektronenbündel bisher die einzige sichere Grundlage. Bei Weiterentwicklung des „Massenstrahlers“ lassen sich aber auch impulsgetastete Flächen- oder Volumenstrahler als Quellen ausreichender Hochfrequenzleistung in Form stark gedämpfter Schwingungen in Betracht ziehen. Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich auf dem Gebiet der bildlichen Ortung („Funksehen“) und der Navigationshilfe für Fluß- und Mündungsschifffahrt („Hertzsches Leitkabel“).

REFERATE

Neues Präzisions-FM-Radarsystem¹⁾

DK 621.396.969.181.4

Für verschiedene Aufgaben, z. B. zur elektrischen Höhenmessung, verwendet man bekanntlich keine Impulsradargeräte, sondern solche, bei denen die Sendefrequenz sägezahnförmig moduliert wird. Aus der Überlagerung der ausgesandten und der reflektierten Welle ergibt sich eine Differenzfrequenz f_d , die ein Maß für die Entfernung des reflektierenden Gegenstandes ist. Da zur Erreichung der erforderlichen Genauigkeit f_d durch Zählung der Nulldurchgänge bestimmt wird, werden nur ganzzahlige Vielfache der Sägezahnfrequenz f_m angezeigt (Quantisierung). Der so entstehende Fehler stört vor allem bei der Bestimmung sehr kleiner Abstände d (kleiner Flughöhen). Ändert sich der Abstand (Annäherungsgeschwindigkeit v), so ergibt sich eine Dopplerfrequenz f_v , und die Frequenz während der einen Halperiode der Sägezahnkurve ist $f_u = f_d - f_v$, während der anderen $f_o = f_d + f_v$. Aus f_u und f_o kann man d und v ermitteln, doch ergibt sich ein zusätzlicher Fehler, wenn bei kleinen Abständen $f_d < f_v$ wird.

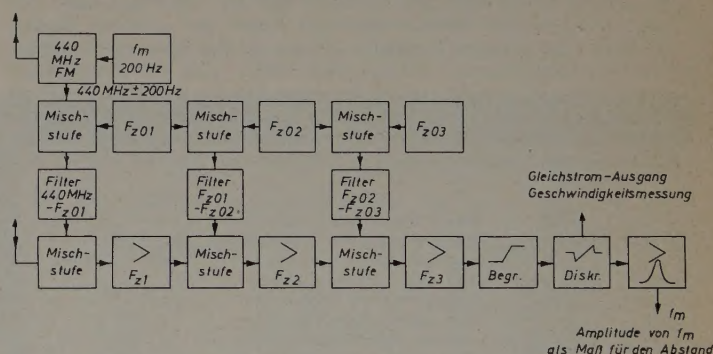


Bild 1. Blockschaftbild des neuen Präzisions-FM-Radargerätes

Bei dem neuen Gerät wird die Sendefrequenz nicht sägezahnförmig, sondern sinusförmig moduliert, und die empfangene Frequenz wird nicht mit der Sendefrequenz überlagert, sondern mit einer gegenüber der Sendefrequenz um f_{z01} versetzten Frequenz. Die daraus resultierende Zwischenfrequenz f_{z1} ergibt durch ihren Mittelwert und durch ihre Extremwerte in gleicher Weise Maße für d und v , wie sie bei der älteren Geräteausführung durch f_u und f_o gegeben wurden. Man muß allerdings f_{z1} noch zweimal umsetzen, um zu bequem meßbaren Niederfrequenzen zu kommen. Um bei diesem Umsetzen von der Frequenzstabilität der Oszillatoren unabhängig zu werden, wird die zur Überlagerung dienende Frequenz von der Frequenz f_{z01} abgeleitet, von der sie sich nur um einen relativ kleinen Betrag f_{z02} unterscheidet. Die Schwankungen von f_{z02} gehen in das Endergebnis nur zu einem geringen Prozentsatz ein. Dieser Vorgang wird ein zweites Mal oder auch noch öfters wiederholt, bis die Frequenz niedrig genug ist, um eine Messung von f_d und f_v zu ermöglichen. Bild 1 zeigt das Blockschaftbild des Gerätes; die Frequenzen sind eingezeichnet. Infolge der Inkohärenz der Überlagerungsfrequenzen verschwindet die bei den älteren Geräten störende Quantisierung. Man erreicht deshalb auch bei kleinen Abständen eine sehr hohe prozentuale Genauigkeit. Es werden vier weitere Schaltungen angegeben, die grundsätzlich die gleiche Wirkung haben. Die Meßergebnisse lassen erkennen, daß noch Abstände von 50 cm mit genügender Genauigkeit gemessen werden können. Die Betriebsfrequenz des Versuchserätes war 440 MHz, die Modulationsfrequenz 200 Hz, der Meßbereich war unterteilt in 0 bis 120 m und 0 bis 1200 m.

Roe.

¹⁾ Ismail, M. A. W.: A precise new system of FM radar. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) Nr. 9, S. 1140—1145

Gleichstrom-Meßverstärker mit Transistoren²⁾

DK 621.375.127:621.314.7

Unter dem gleichen Titel wurde in Nr. 10 (1956) S. 268 dieser Zeitschrift eine Verstärkerschaltung beschrieben, die bei guter Nullpunkt Konstanz und Thermokompensation einen kleinsten Meßbereich von 1 μ A hat. Zur Ausschaltung thermischer Schwankungen wurde eine zweistufige Brückenschaltung angewendet, in der die erste Stufe in Emitterschaltung, die zweite Stufe in Kollektorschaltung arbeitete. Die Nullpunkt Konstanz wurde in erster Linie durch eine Gegenkopplung in der ersten Stufe mittels eines Widerstandes zwischen Kollektor und Basis gewährleistet.

Die referierte Arbeit behandelt einen ähnlichen Gleichstromverstärker, der auf der gleichen Grundschrift beruht, aber eine andere Art von Gegenkopplung aufweist, die zur Erreichung einer noch besseren Nullpunktstabilität und Empfindlichkeit dient. Der ebenfalls zweistufige Verstärker soll eine 1000fache Stromverstärkung, eine Leistungsverstärkung von 45 dB und eine Nullpunktstabilität von 0,001 μ A am Eingang bzw. 10 μ V am Ausgang haben. Die Verstärkung bleibt bis zu Frequenzen von etwa 20 kHz konstant. Der Verstärker wurde hauptsächlich für die Verstärkung sehr kleiner Photoströme entworfen, die von Sperrschichtzellen bei schwacher Beleuchtung geliefert werden. In Verbindung mit einer Halbleiterdiode läßt er sich zu einem hochempfindlichen und hochohmigen Voltmeter umgestalten.

Das wesentliche Merkmal des Verstärkers ist die Gegenkopplung in der ersten Stufe, die den Kollektorstrom und die Kollektorspannung möglichst konstant halten soll. Ein Widerstand im Emittierkreis kann eine solche Gegenkopplung hervorrufen. In einer Brücken- oder Gegen-taktschaltung wird ein den beiden Transistoren gemeinsamer Emittierwiderstand benutzt. Das hat den Vorteil, daß die Verstärkung nicht vermindert wird, weil nur die in beiden Transistoren gleichphasigen Schwankungen, etwa Schwankungen des Reststromes, ausgeglichen werden. Es zeigt sich aber, daß für eine ausreichende Stabilisierung in einem hochempfindlichen Gleichstromverstärker ein sehr großer Widerstand im Emittierkreis und damit eine zu hohe Kollektorspannung angewendet werden müßten. Für den Meßverstärker kommt daher diese einfache Gegenkopplung nicht in Betracht.

Dagegen sollen sich sehr gute Resultate ergeben, wenn man einen verhältnismäßig kleinen Emittierwiderstand nimmt und zwischen Emittier und Basis einen weiteren Transistor schaltet, der der Basis eine verstärkte Gegenkopplungsspannung zuführt. Man erhält dann das Schaltprinzip nach Bild 1, wo T_1 ein Transistor der ersten Brückenstufe und T_5 der die Gegenkopplungsspannung verstärkende Transistor sind. Steigt z.B. aus irgendeinem Grunde der Kollektorstrom von T_1 an, so bewirkt die Verminderung der Spannung zwischen Kollektor und Emittier von T_1 über

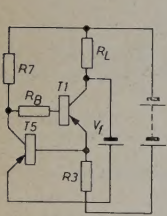


Bild 1. Die Gegenkopplung eines Transistors T_1 mittels des Emittierwiderstandes R_3 und eines die Gegenkopplungsspannung verstärkenden und zur Basis von T_1 zurückführenden Transistors T_5

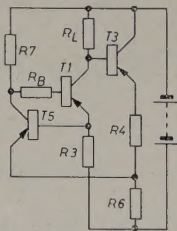


Bild 2. Abwandlung der Schaltung nach Bild 1 zur Vermeidung der Batterie V_1

die Gegenkopplungsbatterie V_1 eine entsprechende Erhöhung der Spannung zwischen Emittier und Basis von T_5 . Das hat aber eine kräftige Steigerung des Basisstromes von T_5 zur Folge. Durch diese Zunahme des Basisstromes werden auch der Kollektorstrom von T_5 und damit der Spannungsabfall an R_7 größer, während der Spannungsabfall an R_8 abnimmt. Damit fällt der Basisstrom von T_1 ab, und der Anstieg des Kollektorstromes von T_1 , der den ganzen Vorgang auslöste, wird wieder kompensiert. Da die Emittier-Basis-Spannung von T_5 sehr klein ist, solange ein positiver Strom fließt, wird die Kollektorspannung von T_1 auf die Spannung der Gegenkopplungsbatterie V_1 festgelegt.

Die zusätzliche, recht unerwünschte Batterie V_1 wird überflüssig, wenn man die Schaltung nach Bild 2 abwandelt, in der auch ein Transistor T_3 der zweiten Verstärkerstufe gezeigt ist. Das Bild 2 zeigt also im großen und ganzen eine der beiden symmetrischen Hälften des gesamten Verstärkers, allerdings nur in schematischer Darstellung. Da die Spannung zwischen Emittier und Basis des Transistors T_3 sehr gering ist, hat der Emittier von T_3 praktisch etwa das gleiche Potential wie der Kollektor von T_1 . Bei einer Batteriespannung von 13,5 V erreicht man, daß an R_4 eine Spannung von etwa 1 V abfällt und ungefähr $\frac{1}{10}$ der Spannungsschwankungen des Kollektors von T_1 am Widerstand R_6 wirksam werden. Die Schaltung arbeitet dann in der gleichen Weise wie die in Bild 1 dargestellte.

²⁾ Neale, D. M., u. Oakes, F.: Transistor d. c. amplifier. Wireless Wld. Bd. 62 (1956) Nr. 11, S. 529

In der vollständigen Brückenschaltung sind die Emittierwiderstände R_3 und R_6 den beiden Transistoren der ersten bzw. zweiten Verstärkerstufe gemeinsam, so daß sich die zwei gegenphasigen Signalspannungen der Verstärkerhälften in den Emittierwiderständen gegenseitig aufheben und keine dynamische Gegenkopplung eintritt. Auch der Transistor T_5 ist beiden Hälften des Brückenverstärkers gemeinsam. In Bild 3 ist die vereinfachte Grundschrift des vollständigen Verstärkers zu sehen; da die gleichen Bezeichnungen wie in Bild 2 gewählt wurden, ist diese Schaltung ohne weiteres verständlich.

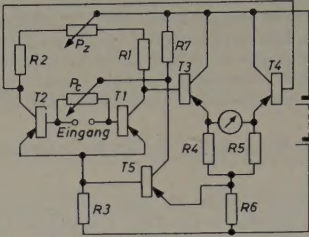


Bild 3. Grundschrift des zweistufigen Brückenverstärkers mit einer von der Eingangsimpedanz unabhängigen Nullpunkteinstellung durch P_c und P_2

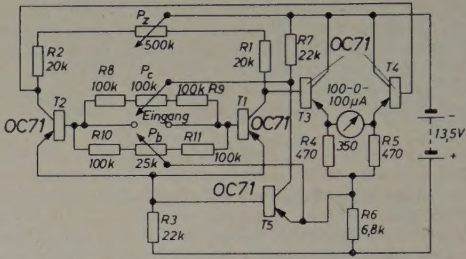


Bild 4. Vollständige Schaltung des endgültigen Verstärkers mit einer zusätzlichen Kompensationsmöglichkeit zur Unterdrückung der Temperaturabhängigkeit der Nullpunkt Korrektur

Mit den zur Justierung dienenden Potentiometern P_c und P_2 kann die Nullstellung des Anzeigeinstrumentes im Verstärkerausgang bei einer bestimmten Temperatur von der Impedanz der zu messenden Quelle unabhängig gemacht werden. Dazu werden die Eingangsklemmen kurzgeschlossen, worauf das Anzeigeinstrument durch P_2 auf „Null“ eingeregelt wird. Dann öffnet man die Eingangsklemmen und korrigiert etwaige Abweichungen des Instrumentes von „Null“ mit Hilfe von P_c .

Das vollständige Schaltbild des Verstärkers mit allen erforderlichen Daten zeigt Bild 4. Auffällig ist, daß hier am Eingang ein weiteres Potentiometer P_b vorgesehen wurde, dessen Schleifkontakt mit dem Emittier des Gegenkopplungstransistors T_5 verbunden ist. Auf diese Weise gelingt eine beachtliche Temperaturstabilisierung. Für jede Einstellung von P_2 läßt sich durch Versuche eine günstigste, von „Null“ abweichende Einstellung von P_c finden, für die eine maximale Temperaturstabilisierung eintritt. Die Nullpunkt Korrektur bei offenen Eingangsklemmen übernimmt jetzt das zusätzliche Potentiometer P_b . Die temperaturstabilisierende Wirkung des Gegenkopplungstransistors T_5 wird durch diese Maßnahme nicht beeinträchtigt.

Wenn die drei Potentiometer P_b , P_c und P_2 sorgfältig eingeregelt worden sind, ergibt sich eine gute Temperaturkompensation zwischen etwa 12° und 30° C. Innerhalb dieses Temperaturbereiches zeigte das Versuchsgarät, bezogen auf den Verstärkereingang, Nullpunktschwankungen von höchstens 0,01 μ A. Eine zehnfache Verbesserung der Temperaturstabilität erreicht man, wenn man die Transistoren gegen Schwankungen der Umgebungstemperatur schützt.

Dr. F.

Oszillograf zur bildlichen Darstellung von Computer-Ergebnissen³⁾

DK 621.317.755:681.142—83

Bei der Lösung dynamischer Probleme mit Analogrechenmaschinen liegt das Ergebnis gewöhnlich in Form einer Reihe von Zeitkurven vor, die bei komplizierten Systemen sehr unübersichtlich werden können und nur schwer eine anschauliche Vorstellung vom wirklichen Bewegungsablauf gewinnen lassen. Die University of Michigan hat jetzt einen Oszillografen entwickelt, der, an den Ausgang des Computers angeschlossen, ein schematisches, skizzenhaftes Bild des betrachteten Systems und seiner Bewegungen entwirft.

³⁾ Sattinger, I. J.: 'Scope „visualizes“ computer results. Control Engng. (1956) Nr. 10, S. 109

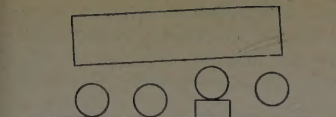


Bild 1. Schematische Darstellung, wie sie zur Programmierung des Oszillografen verwendet wird: ein Kettenfahrzeug, das über ein Hindernis läuft

Bild 2. Blockschaltbild der Gesamtanlage

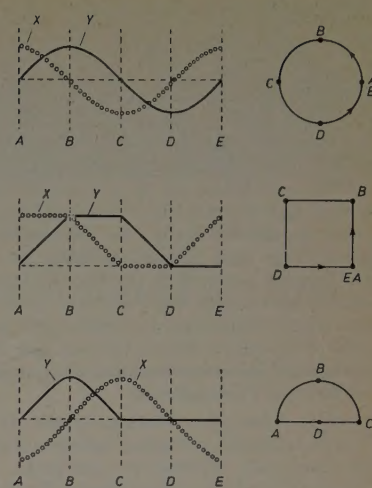
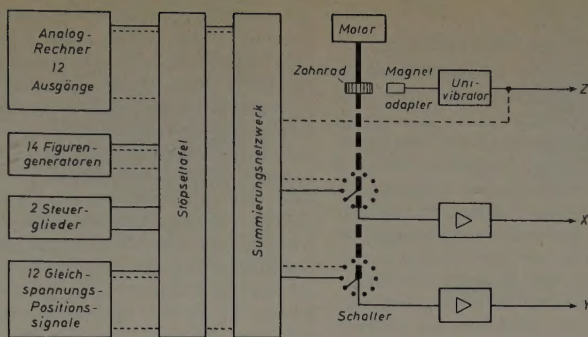


Bild 3. Drei Beispiele für die Erzeugung der Standardfiguren

Das Bild ist aus einer Anzahl geometrischer Standardfiguren — Quadrate, Kreise, Halbkreise — zusammengesetzt, die noch affin zu transformieren (verschieben, verdrehen, verkleinern, vergrößern oder verzerren, z.B. Kreise zu Ellipsen, Quadrate zu Rechtecken oder Geraden) oder teilweise zu beschneiden (z.B. Halbkreise zu Viertelkreisen) sind. 14 Grundfiguren sind möglich, davon können 12 gleichzeitig auf dem Schirm sichtbar sein. Die Figuren werden nach Lissajous mit periodischen X- und Y-Spannungen geschrieben, die besonderen Generatoren entnommen werden. Für jede Figur existiert ein Generator, der für X- und Y-Platten je eine 1,8-kHz-Spannung besonderer Kurvenform und Phasenlage erzeugt; eine Gleichspannung zur Festlegung der Anfangslage der Figur und eine veränderbare, vom Computer zu steuernde Gleichspannung zur Bewegung derselben lassen sich in einem Summierungsnetzwerk hinzuaddieren. Ein rotierender Motorumschalter schaltet mit einer Frequenz von je 30 Hz, unter Dunkelsteuerung der Schaltphasen, abwechselnd die einzelnen Figuren auf den Schirm, so daß sie gleichzeitig sichtbar sind.

Die notwendigen Schaltverbindungen zur Herstellung eines Bildes und der Steuerbarkeit seiner Bewegungen durch den Analogrechner sind auf einer Stöpseltafel zu stecken. Zwei Steuerglieder, die die Amplitude eines durchlaufenden Signals proportional zu einer Steuerspannung verändern, lassen sich an beliebiger Stelle zwischenschalten und ermöglichen die Größenveränderung und Verzerrung einer Figur durch eine Computer-Ausgangsspannung oder die Mischung von X- und Y-Signalen zur Drehung einer Figur.

—per

Wichtig für unsere Postabonnenten!

Falls Sie ein Heft unserer Zeitschrift einmal nicht erhalten sollten, wenden Sie sich bitte sofort an die Zeitungsstelle Ihres Zustellpostamtes. Sie wird nicht nur für Nachlieferung des ausgebliebenen Exemplares, sondern auch dafür sorgen, daß Ihnen jede Ausgabe künftig pünktlich und in einwandfreiem Zustand zugestellt wird. Unterrichten Sie bitte auch uns über eventuelle Mängel in der Zustellung, damit wir von hier aus ebenfalls das Nötige veranlassen können.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
Vertriebsabteilung

Moderne TELEFUNKEN- Röhren mit thorierten Kathoden für elektromedizinische Geräte und Industrie- Generatoren

vielfach verlängerte Lebensdauer
daher überragende Wirtschaftlichkeit

Austauschbarkeit gegen andere europäische oder überseeische Fabrikate ohne jede Änderung im Gerät
daher unentbehrlich für Export-Geräte

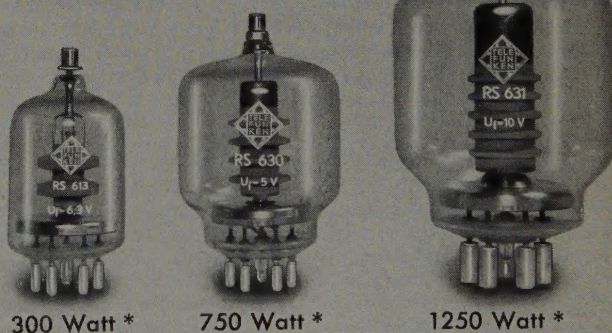
kleine Bauformen
daher für handliche und transportable Geräte vorzüglich geeignet



Röhren-Vertrieb · Ulm/Donau · Söflinger Straße 100

für selbsterregte Generatoren

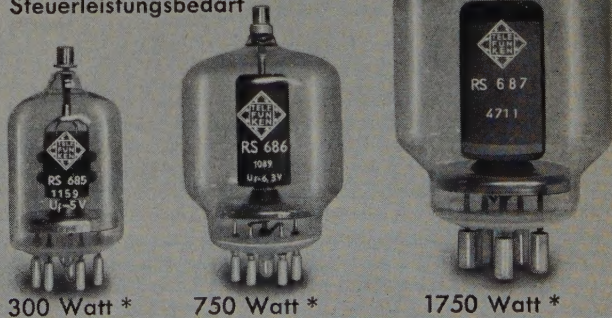
Trioden



für fremderregte (quarzgesteuerte) Generatoren

Tetroden

mit extrem niedrigem Steuerleistungsbedarf



* Nutzleistung

Nuklear-Magnetometer zur Luft-Aufnahme der erdmagnetischen Feldstärke⁴⁾

DK 538.083.9:550.389

Für geologische Untersuchungen stellt die kartografische Aufnahme der erdmagnetischen Feldstärke ein wichtiges Hilfsmittel dar. Zur ersten groben Erforschung weiter Gebiete ist die Verwendung von Magnetometern vom Flugzeug aus erwünscht. Die üblichen Magnetometer sind hierfür ungeeignet, da sie die magnetische Feldstärke als Vektorgroße messen und deshalb eine richtungsabhängige Anzeige liefern. Ein Instrument, das nur den Betrag der Feldstärke mißt und somit unabhängig von seiner Lage zum Erdfeld arbeitet, ist kürzlich von der *Hycon Aerial Surveys Inc.* entwickelt worden. Es basiert auf der Messung der Kernpräzessionsfrequenz von Protonen. Greift an den mit einem magnetischen und einem Spinnmoment (Drehimpuls) behafteten Protonen ein äußeres Magnetfeld an, so führen sie nach den Kreiselgesetzen eine Präzessionsbewegung aus, deren Winkelgeschwindigkeit, d.h. Frequenz, proportional der äußeren Feldstärke ist.

In einer wässrigen Lösung, in der Protonen in Form von positiven Wasserstoffionen vorliegen, befindet sich eine Spule. Zuerst wird durch die Spule ein Gleichstrom geschickt, der ein Magnetfeld von etwa 100 Gauß aufbaut, unter dessen Einfluß (und infolge Dämpfung) alle Protonen in die gleiche Orientierung längs zum Feld einspielen. Nach Abschalten des Stromes führen sie um die Richtung des Erdfeldes eine Präzessionsbewegung aus, und zwar, da alle im Augenblick des Abschaltens gleiche Richtung hatten, mit gleicher Phase. Die resultierende elektromagnetische Schwingung läßt sich mit der Spule aufnehmen.

Das sinusförmige Signal gelangt auf selbstabstimmende Kreise, wird verstärkt und nach Begrenzung zu einem Rechtecksignal einem Zählglied zugeführt. Ein anderes Zählglied, das von einem ultrastabilen Hochfrequenzgenerator gespeist wird, gibt ein Zeitmaß.

Das eigentliche Meßgerät ist beim Einsatz in einem bombenförmigen, mit Leitflächen versehenen Körper untergebracht, den das Flugzeug hinter sich her schleppt; eine Farbkamera registriert die überflogene Gegend.

Die Gesamtapparatur wiegt etwa 35 kg und kann somit in Leichtflugzeugen und Hubschraubern verwendet werden.

Scho.

⁴⁾ Hunter, K. H., u. Whitaker, J. C.: Nuclear magnetometer reveals structural grain with aerial mapping. *Oil & Gas J.* Bd. 54 (1955/56) Nr. 66, S. 144

NEUE BÜCHER

Die Ausbreitung von Funkwellen

Von M. P. Doluchanow. Übersetzung aus dem Russischen. Berlin 1956, VEB Verlag Technik. 388 S. m. 260 B. und 38 Tab. DIN B 5. Preis in Kunstleder geb. 44,— DM.

Das aus dem Stoff der Vorlesungen des Verfassers entstandene Werk dient vorwiegend der Einführung in die physikalischen Grundlagen der Wellenausbreitung und ihrer praktischen Anwendungen in der Funktechnik. Es behandelt die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in der Atmosphäre, längs der Erdoberfläche, im Erdboden und im interstellaren Raum. Nach einem einleitenden Kapitel über „Allgemeine Fragen der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen“, je einem Kapitel über die „Ausbreitung der Bodenwellen“ und die „Ionosphäre“ folgen zusammenfassende Darstellungen der „Ausbreitung der Längswellen“, „Ausbreitung der Lang- und Mittelwellen“, „Ausbreitung der Kurzwellen“, „Ausbreitung der Ultrakurzwellen“ sowie abschließend eine kurze Darstellung der atmosphärischen Störungen des Funkempfangs. Dankenswerterweise haben die deutschen Bearbeiter einzelne Abschnitte (Ionosphäre, Ausbreitung der Ultrakurzwellen) ergänzt, um den gegenüber der Originalausgabe erweiterten Stand unserer Erkenntnisse zu berücksichtigen. Etwa 40 gut ausgewählte Beispiele erläutern die angegebenen Berechnungsmethoden und machen damit das klar gegliederte Buch, besonders für den Studierenden, zu einem wertvollen Hilfsmittel.

Rö.

Introduction to Electronic Analogue Computers

Von C. A. A. Wass. London 1955, Pergamon Press Ltd. 237 S. m. 149 B. Preis in Ganzleinen geb. 40 s.

Im Gegensatz zu Digitalrechnern, deren besonderer Vorteil die schnelle Verarbeitung großer Datenmengen ist, sind Analogrechner vielfach besonders zur Lösung solcher Aufgaben geeignet, wie sie im Rahmen der täglichen Arbeit des Wissenschaftlers und Ingenieurs anfallen. Eine Einführung in das Gebiet dieser Rechner zu geben, hat sich das vorliegende Werk mit Erfolg zum Ziel gesetzt. Die Art der Darstellung ist als wohlgelungen zu bezeichnen, denn der Verfasser hat es in klarer und übersichtlicher Form verstanden, die technischen Grundlagen und die Anwendungen des Analogrechners auf einfache und kompliziertere mathematische

und technische Probleme darzustellen. Gleichstromverstärker als integrierende Bestandteile vieler Rechner werden ausführlich behandelt und die Grundsichtungen für mathematische Grundoperationen an Hand einfacher Prinzipschaltbilder entwickelt. Entsprechend der großen Bedeutung der Analogrechner für die Simulation ist diesem besonders zukunftsreichen Anwendungsgebiet der ihm in diesem Rahmen gebührende Raum gewidmet worden. Als Beispiele für einfache Simulatoren dienen einige Probleme aus der elementaren Mechanik (federnde Aufhängung eines Fahrzeugrades und die Bewegung eines Flugzeugs), als Beispiele für die Anwendung auf nichtlineare Probleme u. a. die Bestimmung von Geschosbahnen unter Berücksichtigung des Luftwiderstandes, die Bewegung des Elektrons in elektrischen und magnetischen Feldern sowie eine Treppenaufgabe für zwei Kriegsschiffe. Neben einer Darstellung der wichtigsten Hilfsgeräte enthält das Buch noch die Beschreibung einiger ausgeführter Anlagen, darunter der „Tridac“, eines dreidimensionalen Analogrechners für die Untersuchung von Flugzuständen.

Für jeden Wissenschaftler und Ingenieur kann dieses gut ausgestattete Buch als Einführung und als Überblick bestens empfohlen werden. —th

Probleme der elektroakustischen Einkanalübertragung

Von V. Aschoff.

Die Erzeugung und Verstärkung von Mikrowellen

Von H. Döring.

Arbeitsgemeinschaft für Forschung des Landes Nordrhein-Westfalen, Heft 33. Köln und Opladen 1954, Westdeutscher Verlag. 60 S. m. 23 B. Preis brosch. 4,50 DM.

Bei der Einkanalübertragung gehen wesentliche Teile des räumlichen Höreindrucks verloren. Abgesehen von dem sehr großen Aufwand für eine stereophone Mehrkanalübertragung scheint es fraglich, ob damit eine optimale Lösung des Problems erreichbar ist. Deshalb wird die Frage diskutiert, ob es auch für eine Einkanalübertragung Möglichkeiten gibt, einen räumlich befriedigenden Eindruck hervorzurufen, obwohl nur der zeitliche Ablauf des Schwingungsvorganges, nicht aber die Form des Schallfeldes dem Hörer dargeboten werden kann.

V. Aschoff berichtet über Versuche mit verschiedenen Lautsprecheranordnungen, die das Ziel hatten, auch in normalen Wohnräumen und mit gegenüber dem Original verminderter Lautstärke unter bewußtem Verzicht auf „fotografische Treue“ einen ästhetisch befriedigenden Klang-eindruck („Pseudostereophonie“) zu erreichen.

H. Döring gibt einen Überblick über die Methoden zur Erzeugung und Verstärkung von Mikrowellen, wobei vor allem die Grundprinzipien herausgestellt werden. Der Beitrag beschränkt sich auf die Behandlung der verschiedenen Arten von Hochvakuumröhren und ihrer Schaltelemente.

—th

Radio-Röhren-Vade-Mecum

Von P. H. Brans. 12. Ausgabe, Antwerpen 1955, P. H. Brans Ltd. Generalvertrieb für Deutschland und Österreich durch Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart. 381 S. DIN A 4. Preis brosch. 19,50 DM.

In der zwölften Auflage liegt jetzt dieses bekannte Sammelwerk mit den wichtigsten technischen Daten der Empfänger- und Senderröhren vor. In der bewährten Kurzfassung findet man wiederum die normalen technischen Arbeitsdaten der Röhren mit Hinweisen auf Äquivalenztypen. Verschiedene, heute kaum noch benutzte Röhren wurden gestrichen. Der jetzt vorliegende stattliche Band ist ebenso wie die früheren Auflagen das unentbehrliche Nachschlagewerk für jeden Ingenieur und Werkstatt-Praktiker, wenn es sich darum handelt, schnell die Daten auch wenig bekannter Röhrentypen zu finden.

R.

Über Untersuchungen am ferromagnetischen Träger des Magnettonbandes

Von A. Simon. Berlin 1956, Akademie-Verlag. 16 S. m. 24 B., 4°. Preis brosch. 3,— DM.

Zur Untersuchung der elektroakustischen und magnetischen Eigenschaften des Magnettonbandes analysiert der Verfasser die Zusammenhänge dieser Eigenschaften mit Teilchengröße, Gitterstörung und strukturellem Aufbau des ferromagnetischen Trägers ($\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$). Dynamik, Grundgeräusch, Kopiereffekt und Frequenzgang hängen von der Teilchengröße und dem strukturellen Aufbau der Oxyde ab. Es werden Vorschriften für die Herstellung optimal wirkender Oxyde angegeben und Verbesserungen des Magnettonbandes beschrieben.

Rdt.

Berichtigung

H. Fack: Impulssender mit Linienspektrum. *Elektronische Rundschau* Bd. 10 (1956) Nr. 24, S. 330.

In Abb. 3 muß die Beschriftung des oberen linken Kästchens „Hartgetasteter Sender f_s “ (nicht „Hartgetesteter...“) heißen. In Abb. 4 muß der Richtungs Pfeil zwischen Impulssender f_s und Oszillator f_r zum Impulssender hin (d.h. nach links) gerichtet sein.